NE È VIETATA LA DIVULGAZIONE

STATO MAGGIORE DELL'ESERCITO
ISPETTORATO DELLE TRASMISSIONI

N. 6459

MANUALE PER L'UFFICIALE DELLE TRASMISSIONI

VOLUME II

DATI TECNICI PER LA PROGETTAZIONE DEI SISTEMI DI TRASMISSIONE

(2ª ristampa dell'edizione 1956)

1963

NE È VIETATA LA DIVULGAZIONE

STATO MAGGIORE DELL'ESERCITO

ISPETTORATO DELLE TRASMISSIONI

N. 5458

MANUALE PER L'UFFICIALE DELLE TRASMISSIONI

VOLUME II

DATI TECNICI PER LA PROGETTAZIONE DEI SISTEMI DI TRASMISSIONE

(1ª ristampa dell'edizione 1956)

1963

Il « Manuale per l' Ufficiale delle Trasmissioni » si compone dei seguenti quattro volumi:

N. 5457 – Volume I – *Prontuario dei mezzi di trasmissione.*

N. 5458 – Volume II – *Dati tecnici per la progettazione dei sistemi di trasmissione* (1).

N. 5459 – Volume III – *Norme per l'utilizzazione dei sistemi di trasmissione* (in preparazione).

N. 5460 – Volume IV – *Dati organici e d'Impiego dei reparti delle trasmissioni* (in preparazione).

(1) Corredato di « *Appendice* » dal titolo: Formulario e tabelle (Pubblicazione n. 5310).

Approvo la presente pubblicazione « *Manuale per l'Ufficiale delle Trasmissioni* » – Volume II: « *Dati tecnici per la progettazione dei sistemi di trasmissione* ».

Roma, li 3 luglio 1963.

IL GENERALE ISPETTORE

G. FENOGLIO

AGGIUNTE E VARIANTI

1	
2	
3	
4	
5	

INDICE

Parte I – ALIMENTAZIONE

PAG.

101 – Batterie a secco (pile) 1
102 – Accumulatori 7
103 – Elettrogeneratori 14
104 – Rete industriale civile 17
105 – Criteri di massima da seguire per il progetto di un sistema di alimentazione 20

Parte II – TELEFONIA

CAPITOLO 1 - ELEMENTI DELLA TRASMISSIONE TELEFONICA

201 – La voce 25
202 – L'udito 25
203 – Microfoni e ricevitori telefonici 25
204 – Tipi di circuiti di telefono 32
205 – Telefoni b. l. 32
206 – Telefoni b. c. 37
207 – Telefoni magnetici 37
208 – Criteri per la scelta dei telefoni, ricevitori, microfoni . 40

CAPITOLO 2 - COMMUTAZIONE TELEFONICA

209 – Classificazione delle centrali e delle linee 41
210 – Centrali tattiche – Generalità 41
211 – Spine adattatrici per commutazione linee 43
212 – Centralini monocordi a batteria locale 43
213 – Centralini manuali senza cordoni 43
214 – Centralini bicordi 43
215 – Circuiti di presa delle linee nei centralini 49
216 – Centralini a più posti di lavoro 49
PAG.
217 – Confronto fra centrali b. l., b. c. ed automatiche 51
218 – Sommario - Principali caratteristiche dei centralini e centrali tattiche 53

CAPITOLO 3 - LINEE DI TRASMISSIONE

219 – Teoria della linea di trasmissione 57
220 – Linee pupinizzate 61
221 – Pupinizzazione delle linee militari e civili 64
222 – Calcolo costanti primarie delle linee 65
223 – Diafonia 70
224 – Metodi per la riduzione della diafonia – Generalità . . . 78
225 – Trasposizioni 78
226 – Cavi multicoppie per telefonia a grande distanza 81
227 – Coordinazione di più sistemi a frequenza portante su unica palificazione 81
228 – Rumore 83
229 – Conduttori campali e mezzi di stendimento 85
230 – Materiali e tipi d'armamento per linee aeree 87
231 – Cavi sottopiombo 94
232 – Circuito misto e circuiti virtuali 95
233 – Coppie in cavo coassiale 98
234 – Nuova rete nazionale italiana. 99

CAPITOLO 4 - L'AMPLIFICAZIONE TELEFONICA

235 – Generalità 105
236 – Telefono amplificato TP-9 108
237 – Ripetitore telefonico EE-89-A 109
238 – Ripetitore telefonico TP-14 109
239 – Ripetitore telefonico EE-99-A 109
240 – Ripetitori telefonici civili allestiti in armadio (packaged). 113
241 – Convertitori di chiamata a frequenza vocale 113

CAPITOLO 5 - LA TELEFONIA A FREQUENZE PORTANTI

PAG.

242 – Generalità 116
243 – Separazione delle due direzioni di trasmissione 118
244 – Tipi di sistemi a frequenze portanti 121
245 – Problemi particolari della trasmissione a frequenze portanti 122
246 – La modulazione di gruppo 123
247 – Normalizzazione del C.C.I.F. 125
Nota 1 – Teoria della modulazione d'ampiezza 126
Nota 2 – I modulatori a varistori 129

CAPITOLO 6 - IL SISTEMA « SPIRAL-FOUR »

248 – Il sistema 100 miglia « spiral-four » completo. 134
249 – Il cavo « spiral-four » 137
250 – Il terminale CF-1-A 141
251 – Il ripetitore CF-3 146
252 – I convertitori di chiamata EE-100 ed EE-101 147
253 – Il terminale telegrafico CF-2 150
254 – Apparecchiature supplementari del sistema « spiral-four ». 155

CAPITOLO 7 - DATI PER IL PROGETTO DELLE RETI

255 – Generalità sui limiti di funzionamento 166
256 – Limite di trasmissione per telefoni a batteria locale . . 166
257 – Limiti della chiamata magneto-elettrica 166
258 – Limiti di funzionamento a batteria centrale 166
259 – Piano di commutazione 169
260 – Piano di trasmissione 171
261 – Traffico prevedibile sulle reti militari 173
262 – Determinazione della capacità delle centrali occorrenti . 174
263 – Determinazione del numero di tronchi occorrenti 177
264 – Capacità di traffico dei tronchi radio 179
265 – Interconnessione con centrali civili 179
266 – Integrazione reti filo-radio 181

PAG.

267 – Impiego dei comandi a distanza per stazioni radio . . . 182
268 – Tipi di comandi a distanza delle stazioni radio 184
269 – Limiti di trasmissione per le linee di comando a distanza stazioni radio 184

Parte III – TELEGRAFIA

CAPITOLO 1 - INTRODUZIONE

301 – I collegamenti telegrafici 189
302 – Confronto tra telefonia e telegrafia 189
303 – Sviluppo civile e militare dei collegamenti telegrafici . . 189

CAPITOLO 2 - I CODICI TELEGRAFICI

304 – Codici bivalenti 190
305 – Codice Morse internazionale 190
306 – Il codice a 5 unità (o codice Baudot) 191
307 – Gli altri codici in uso attualmente 192
308 – Il codice Telegrafico Internazionale n. 1 e n. 2 del C.C.I.T. 192

CAPITOLO 3 - LA TRASMISSIONE TELEGRAFICA

309 – Generalità 195
310 – La modulazione telegrafica (emissione) 195
311 – La velocità di modulazione (velocità telegrafica) 195
312 – La distorsione dei segnali telegrafici 198
313 – Grado di distorsione della modulazione sincrona 198
314 – Grado di distorsione della modulazione aritmica 199
315 – Tipi di distorsione e loro cause 199
316 – Il margine 199
317 – Composizione dei segnali telegrafici 199
318 – Influenza della limitazione di banda sulla durata del periodo transitorio 201
319 – Influenza dei disturbi 203

Capitolo 4 - CIRCUITI E SISTEMI FONDAMENTALI DELLA TECNICA TELEGRAFICA

		Pag.
320	Generalità	206
321	Classificazione dei circuiti telegrafici	206
322	Il circuito telegrafico a corrente semplice	207
323	Il circuito telegrafico a corrente doppia	211
323/*bis*	Il circuito telegrafico a funzionamento differenziale	212
324	Il circuito telegrafico a controtensione o polarenziale	212
325	Il circuito telegrafico a corrente doppia ad impulsi	213
326	Il circuito differenziale per la realizzazione del duplice telegrafico	213
327	Il circuito a ponte per la realizzazione del duplice telegrafico	214
328	Il circuito a ponte per telegrafia e telefonia simultanea	214
329	Il circuito differenziale per telegrafia e telefonia simultanea	215
330	Il circuito a traslatori per telegrafia simultanea e telefonia virtuale	215
331	La telegrafia infracustica	218
332	La telegrafia a frequenze portanti (telegrafia armonica)	221
333	La telegrafia fonica (monofonica, bifonica, a spostamento di frequenza)	223
334	La telegrafia superfonica	226
335	La telegrafia via Radio	226
336	La telegrafia Morse manuale	227
337	La telegrafia Morse celere	227
338	La telegrafia sistema Siemens-Hell	228
339	La telegrafia via Radio con codice a 5 unità	228
340	La telegrafia via Radio con codice a 7 unità	229

Capitolo 5 - CLASSIFICAZIONE DEI MATERIALI TELEGRAFICI IN RELAZIONE AL LORO IMPIEGO

		Pag.
341	Classificazione materiali telescriventi	230
342	Tabelle dei materiali telescriventi attualmente in uso nelle varie nazioni	231

Capitolo 6 - COMMUTAZIONE TELEGRAFICA

		Pag.
343	Generalità	245
344	Sistema di segnalazione C.C.I.T. a corrente semplice	245
345	Sistema di segnalazione C.C.I.T. a corrente doppia	245
346	Sistema di segnalazione americano	246
347	Sistema di segnalazione inglese	246
348	Schemi di principio dei vari sistemi di segnalazione	247
349	Centri telegrafici con servizio di transito a zona perforata	251
350	Generalità	251
351	Sistema manuale o a zona tagliata	252
352	Sistema semiautomatico o a zona continua	252

Capitolo 7 - DIMENSIONAMENTO DELLE RETI TELEGRAFICHE

353	Generalità	254
354	Lunghezze massime di sezioni di linee telegrafiche a c.c.	254
355	Lunghezze massime delle sezioni dei canali telegrafici a frequenze portanti	256
356	Lunghezze massime delle estensioni telegrafiche	256
357	Coefficienti di trasmissione telegrafica	258
358	Applicazione dei coefficienti telegrafici alle reti	259
359	Esempi di reti telegrafiche	259
360	Reti di emergenza basate sulla determinazione del margine mediante i fasatori delle telescriventi	262

Capitolo 8 - INTERCONNESSIONE TELEGRAFICA

361	Fattori da prendere in esame riguardanti il problema dell'interconnessione telescriventi	263
362	Norme NATO per l'interconnessione telescriventi in campo internazionale	264
363	Caratteristiche tecniche riguardanti il problema dell'interconnessione, dei materiali telescriventi in dotazione all'Esercito italiano	265
364	Possibilità di interconnessione tra i telescrittori attualmente in uso nelle varie nazioni	266

PAG.

365 – Esempi di realizzazione pratica di alcuni tipi di interconnessione 267
366 – Esempi di allacciamento della telescrivente dell'operatore al centralino 270
367 – Il Telex 270
APPENDICE – Glossario telegrafico 275

Parte IV – SISTEMI RADIO

Sezione I – **Nozioni generali sui materiali radio**

CAPITOLO 1 - CARATTERISTICHE ESSENZIALI DEGLI APPARATI PER I COLLEGAMENTI RADIO

401 – Generalità 285
402 – Costituzione tipo dei trasmettitori e dei ricevitori . . . 285
403 – Metodi di modulazione 290
404 – Metodi di rivelazione (demodulazione) 295
405 – Controllo della stabilità della frequenza 296
406 – Allineamento degli stadi 298
407 – Requisiti elettrici fondamentali dei trasmettitori 300
408 – Requisiti elettrici fondamentali dei ricevitori 302
409 – Il materiale radio campale 304
410 – La ritrasmissione 308
411 – La multiplazione dei canali fonici 311
412 – Procedimento per il progetto di un radiocollegamento . 313

Sezione II – **Antenne**

CAPITOLO 2 - PARAMETRI FONDAMENTALI DELLE ANTENNE TRASMITTENTI E RICEVENTI

413 – Premessa 315
414 – Campo elettromagnetico di irradiazione 316
415 – Diagrammi di irradiazione 318

PAG.

416 – Effetto della terra 319
417 – Polarizzazione 322
418 – Antenne risonanti 322
419 – Antenne ad onda progressiva 324
420 – L'antenna come circuito elettrico 324
421 – Impedenza propria e larghezza di banda 324
422 – Resistenza di radiazione 325
423 – Impedenza mutua tra antenne induttivamente accoppiate 327
424 – Potenza irradiata e rendimento 327
425 – Guadagno di potenza ed antenne di riferimento 329
426 – Forza cimomotrice (f.c.m.) 330
427 – Antenne riceventi 330

CAPITOLO 3 - ALIMENTAZIONE DELLE ANTENNE

428 – Linea di trasmissione a r.f. 332
429 – Linee adattate e linee accordate 332
430 – Tipi fondamentali di linee di alimentazione 334
431 – Accoppiamento fra trasmettitore e linea 336
432 – Connessione fra linea ed antenna 338
433 – Alimentazione con linee accordate 339
434 – Alimentazione con linee adattate 339

CAPITOLO 4 - ANTENNE SEMPLICI COMUNI A TUTTE LE GAMME

435 – Antenne risonanti verticali connesse a terra 344
436 – Antenne a stilo per HF e per VHF 346
437 – Sistemi per aumentare il rendimento delle antenne verticali connesse a terra 347
438 – Prese di terra e contrappesi 348
439 – Antenne semplici risonanti al disopra del terreno . . . 349
440 – Antenne risonanti su armoniche 356
441 – Antenne a telaio 357
442 – Antenne non risonanti 358

CAPITOLO 5 - ANTENNE MOLTO DIRETTIVE PER HF E PER VHF

PAG.

443 – Generalità 360
444 – Cortine di dipoli (VHF) 360
445 – Antenne Yagi 362
446 – Antenne con superfici riflettenti. 364
447 – Antenna a V orizzontale risonante (HF - VHF) 368
448 – Antenne rombiche (HF - VHF) 369
449 – Antenna semirombica 375
450 – Caratteristiche principali dei più comuni tipi di antenne . 377

Sezione III – **Radiopropagazione**

CAPITOLO 6 - GENERALITÀ SULLA RADIOPROPAGAZIONE LA RADIOPROPAGAZIONE NELLO SPAZIO LIBERO

451 – Radiopropagazione delle onde elettromagnetiche 383
452 – L'equivalente di una radiotrasmissione 384
453 – Il radiatore omnidirezionale nello spazio libero 384
454 – Estensione dell'equazione di radiopropagazione alle antenne reali 385
455 – La radiopropagazione nell'aria secca non ionizzata . . . 386
456 – Tensione ai morsetti di ingresso del ricevitore 386
457 – Intensità di campo elettrico presente nella località di ricezione 386
458 – Forza cimomotrice F (volt) di un radiatore trasmittente lungo una certa direzione 388
459 – La radiopropagazione attraverso mezzi diversi dall'aria secca non ionizzata 388

CAPITOLO 7 - MODI E MEZZI DI PROPAGAZIONE

460 – Modi di propagazione 389
461 – Mezzi di propagazione 389
462 – Il sottosuolo 389
463 – Il suolo terrestre 389
464 – L'atmosfera 391

PAG.

465 – La troposfera 391
466 – La ionosfera 393

CAPITOLO 8 - INFLUENZA DEL RUMORE NELLE RADIOCOMUNICAZIONI

467 – Generalità sul rumore e sua influenza 394
468 – Il rumore atmosferico 394
469 – Il rumore di origine cosmica 394
470 – Il rumore di apparato 394
471 – Il rumore di origine industriale 397
472 – Il rumore da interferenza radio 397
473 – Il fattore di modulazione Fm 398

CAPITOLO 9 - L'ONDA SUPERFICIALE

474 – Generalità sull'onda superficiale 399
475 – Bollettini di previsione, dati di propagazione editi mensilmente dallo SME e valevoli per l'Italia 399
475-1 – Esempio di impiego del bollettino mensile di previsione, dati di propagazione per onda superficiale 403

CAPITOLO 10 - L'ONDA RIFLESSA

476 – Generalità sull'onda riflessa 404
477 – Applicazioni dell'onda riflessa 405

CAPITOLO 11 - L'ONDA DIRETTA O TROPOSFERICA

478 – Generalità sull'onda diretta o troposferica 408

CAPITOLO 12 - L'ONDA VHF ENTRO (ONDA SPAZIALE) ED OLTRE LA VISIBILITÀ

479 – Generalità sull'onda VHF 410
480 – Intensità di campo presente nella località di ricezione, nelle condizioni di riferimento 411
481 – Intensità di campo presente nella località di ricezione per condizioni diverse da quelle di riferimento 416

PAG.

482 – Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione per le condizioni di riferimento 420
483 – Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione con sistemi radio multicanali e con ritrasmissione dell'informazione, via filo o via radio, per un servizio soddisfacente 421
484 – Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione per condizioni diverse da quelle di riferimento 422
485 – Stima del comportamento del circuito radio 422
486 – Esempi di impiego dei nomogrammi, dati e stima dell'efficienza dei radiocollegamenti 423
487 – Norme generali per il progetto di circuiti radio in VHF (ed UHF) 424

CAPITOLO 13 - L'ONDA IONOSFERICA

488 – Generalita sull'onda ionosferica 425
489 – Problemi inerenti a radiocollegamenti per onda ionosferica 426
490 – Bollettini per le soluzioni grafiche 426
491 – Esempio di applicazione dei nomogrammi presentati . . 431

CAPITOLO 14 - L'ONDA DIFFRATTA ED ONDA DIFFUSA

492 – Generalità sull'onda diffratta e sull'onda diffusa 432

Parte V – CENNI DI RADIOGONIOMETRIA

501 – Generalità 437
502 – Costituzione di un radiogoniometro 438
503 – Radiogoniometro manuale a telaio ad indicazione acustica su minimo 438
504 – Errore di polarizzazione – Antenna Adcock 442
505 – Errori radiogoniometrici 443

Parte VI – CENNI ELEMENTARI DI CIFRA

PAG.

601 – Generalità 447
602 – Definizioni crittografiche 447
603 – Elementi e operazioni fondamentali della cifratura . . . 447
604 – Cenni sui sistemi di trasposizione 448
605 – Cenni sui sistemi di sostituzione 448
606 – Classificazione pratica dei sistemi di cifratura 449
607 – Macchine crittografiche e crittotelegrafiche 450

Stralcio Appendice

FORMULARIO E TABELLE

— Classificazione delle gamme di frequenza radio 457
— Designazione dei vari tipi di emissioni radio 458
— Determinazione approssimata della larghezza di banda di alcuni tipi di emissioni radio:
  – Tab. A – Emissioni a modulazione di ampiezza 459
  – Tab. B – Emissioni a modulazione di frequenza 460
— Misura della attenuazione (neper–decibel) 461
— Misure inglesi e americane di uso più corrente 462
— Formule sulla corrente continua 463
— Resistività e coefficiente di temperatura di metalli, di leghe e di materiali diversi a circa 20 °C 464
— Definizioni relative alla corrente alternata 465
— Rappresentazione grafica di una grandezza sinusoidale . . . 467
— Grandezze che si incontrano nei circuiti a corrente alternata 468

Appendice (in corso di stampa)

FORMULARIO E TABELLE

1) Tabelle numeriche – Formulario sulle principali funzioni matematiche usate in elettrotecnica.

— Tab. 1 – Alcuni numeri notevoli.
— Tab. 2 – Multipli delle principali costanti
— Tab. 3 – Quadrati, cubi, radici quadrate e cubiche, logaritmi naturali, valori reciproci, circonferenze e aree dei cerchi.
— Funzioni trigonometriche e loro applicazioni.
— Tab. 4 – Valori naturali delle funzioni trigonometriche (circolari) per angoli da 0 a $\mu/4$.
— Logaritmi.
Tab. 4 – Logaritmi decimali.
— Funzione esponenziale di base *e*.
— Tab. 6 – Valori della funzione *e*.
— Funzioni iperboliche.
— Tab. 7 – Valori delle funzioni iperboliche di un angolo (in radianti ed in gradi)
— Derivate.
— Serie.

2) Formule generali per la risoluzione dei triangoli piani.

3) Geometria del cerchio, della sfera e loro parti.

4) Formulario di elettrotecnica – Numeri complessi.

B Formule sulla corrente continua.
— Tab. 8 – Resistività e coefficiente di temperatura di metalli, di leghe e di materiali diversi a circa 20 °C.
— Definizioni relative alla corrente alternata.
— Rappresentazione grafica di una grandezza sinusoidale.
— Grandezze che si incontrano nei circuiti a corrente alternata.
— Numeri complessi. Formule.
— I numeri complessi, nelle applicazioni elettrotecniche.
— Espressione dell'impedenza mediante grandezze complesse.
— Espressione della potenza mediante grandezze complesse.
— Tab. 9 – Bipoli – Calcolo di impedenze.
— Tab. 10 – Classificazione delle gamme di frequenza radio.
— Tab. 11 – Spettro completo delle frequenze.

5) Designazione dei vari tipi di emissioni radio.

6) Determinazione approssimata della larghezza di banda di alcuni tipi di emissioni radio.

— Tab. 12 – Emissioni a modulazione di ampiezza.
— Tab. 13 – Emissione a modulazione di frequenza.

7) Unità di misura.

— Simboli di unità di misura.
— Unità di misura degli angoli e loro conversione.
— Tab. 14 – Unità di misura delle principali grandezze meccaniche.
— Tab. 15 – Misure inglesi e americane di uso più corrente.
— Tab. 16 – Fattori di conversione fra varie unità di velocità.
— Tab. 17 – Fattori di conversione fra varie unità di pressione.
— Tab. 18 – Fattori di conversione fra varie unità di energia.
— Tab. 19 – Fattori di conversione fra varie unità di potenza.
— Tab. 20 – Unità di misura elettriche del sistema M K S razionalizzato.
— Misura dell'attenuazione (neper-decibel).
— Tab. 21 – Corrispondenza fra decibel, neper e rapporti di tensione (o correnti) e di potenze.
— Definizione della scala Baumè.

8) Tabelle di conversione.

— Tab. 22 – Valori ausiliari per la riduzione dei radianti in gradi e viceversa.

— Tab. 23 – Conversione degli angoli sessagesimali in centesimali, e viceversa.

— Tab. 24 – Conversione in millimetri dei pollici e delle frazioni di pollici di sedicesimo in sedicesimo.

— Tab. 25 – Conversione in millimetri di piedi e pollici.

— Tab. 26 – Conversione fra diverse unità di temperatura.

— Tab. 27 – Conversione dei calibri dei conduttori di rame dei sistemi inglesi e americano nel sistema metrico.

— Tab. 28 – Conversione degli angoli in tempo (differenze orario in base alla differenza di longitudine).

— Tab. 29 – Conversione fra diverse unità di misura del consumo di carburante per unità di percorso.

9) Tabelle varie.

— Tab. 30 – Peso specifico di sostanze solide.

— Tab. 31 – Peso specifico di sostanze liquide.

— Tab. 32 – Peso in 1000 metri di filo (ferro, rame, ottone).

— Tab. 33 – Alcuni dati informativi sulla resistenza di metalli.

PARTE I

ALIMENTAZIONE

PREMESSA — Le *fonti* di alimentazione possono suddividersi in primarie e secondarie; *primarie* sono le seguenti: Batterie a secco (pile), accumulatori, generatori manuali, gruppi elettrogeni, rete industriale civile; *secondarie* sono le seguenti: trasformatori, raddrizzatori, generatori a vibratore, dinamotori.

101. Batterie a secco (pile).

Di vari tipi, a seconda delle condizioni di carico richiesto. Ogni tipo ha un limitato campo di utile e conveniente applicazione. Possono raggrupparsi come segue: Leclanché convenzionali (serie 1-999), Rubin Mallory (RM) (serie 1000), Leclanché a bassa temperatura (serie 2000), magnesio-argento-cloruro d'argento, zinco-cloruro d'argento.

101 a - Tipi di batteria a secco.

101 a1 - *Pile e batterie di tipo Leclanché.* Gli elementi forniscono volt 1,5 e sono costituiti da: zinco, cloruro d'ammonio, biossido di manganese carbone. Sono di tre sottospecie: convenzionali, a bassa temperatura, di riserva.

a) Gli elementi possono essere a forma cilindrica o a forma piatta. Quello cilindrico (fig. 101) ha i seguenti elementi costitutivi: zinco, cloruro d'ammonio, hòssido di manganese, carbone.
L'elemento di forma piatta, ha le stesse parti essenziali di quello cilindrico (fig. 102).

b) *Leclanché a bassa temperatura.* Simili alle Leclanché convenzionali con accorgimenti di natura chimica che ne evitano il congelamento alle basse temperature. Per esempio, a — 30° una batteria BA-2 non è utilizzabile, mentre la BA-2002/U, (sua corrispondente a bassa temperatura) dà ancora il 35 % della sua prestazione a temperatura normale (20°).

c) *Leclanché di riserva.* Simili alle convenzionali, ne differiscono per avere i componenti essiccati allo scopo di evitare deterioramenti durante il magazzinaggio. Prima dell'uso devono essere attivate come segue:
1) Toglierla dal suo contenitore un'ora prima. 2) Riempirla d'acqua dall'apposito foro usando un imbuto. 3) Lasciarla riposare e poi immettere altra acqua, ad intervalli di 2-3 ore fino a rifiuto. 4) Tappare il foro di adduzione dell'acqua.

101 a2 – *Pile e batterie di pile di tipo Rubin Mallory* (RM).

Gli elementi RM forniscono 1,3 volt e sono costituiti da: zinco, ossido di mercurio, carbone grafitico, idrossido di potassio e contenitore in acciaio. L'elemento RM è di forma cilindrica (fig. 103).
La pila RM, per unità di peso o di volume, ha una capacità circa cinque volte maggiore della corrispondente Leclanché. Le RM hanno un costo elevato ma offrono ottime prestazioni anche ad alta temperatura. Abbassamenti di temperatura ne diminuiscono la capacità di erogazione.

101 a3 – *Pile e batterie di pile del tipo Magnesio-Argento-Cloruro d'argento.*

Gli elementi forniscono volt 1,5. L'elettrolito è costituito da una soluzione acquosa di cloruro di sodio (4 % in peso). L'elettrodo negativo è un foglio sottile di magnesio separato, a mezzo di carta assorbente essiccata, dall'elettrodo positivo che è costituito da un foglio di cloruro d'argento, usualmente depositato su una griglia o schermo di argento. Il contenitore, generalmente in plastica, permette l'entrata dell'acqua durante l'attivazione. Per attivare le batterie si devono compiere successivamente le seguenti operazioni:
1) Venti minuti prima, va tolta dall'involucro e posta in un recipiente pieno d'acqua per circa 3 minuti. 2) Tolta dall'acqua, lasciarla imbevere per 5 minuti. 3) Scuoterla per togliere l'acqua in eccesso e porla subito in servizio.
Dette pile, che si conservano a lungo prima di esser attivate, hanno vita breve se non vengono impiegate subito dopo l'attivazione.
Le batterie di questo tipo: sono classificate BA-252/U; BA-253/U; BA-256/U che forniscono 6 volt; vi è inoltre la BA-257/U che fornisce 115 volt.

101 a4 – *Pile a Zinco-Cloruro d'Argento.*

A circuito aperto forniscono 1 volt (fig. 104).
Il solo tipo in servizio è la batteria BA-245/U usata in impieghi speciali (galvanometro balistico). È ad alta resistenza interna e può sopportare carichi molto bassi (fino a 10 mA). Essa è costituita dai seguenti elementi zinco, cloruro di argento, cloruro di ammonio con amido e farina.

101 b – Impiego e manutenzione delle batterie a secco.

101 b1 – *Effetti dell'età, magazzinaggio, condizioni ambientali, ecc.*

a) *Età:* Eccetto le Leclanché di riserva, e le batterie al Magnesio-Argento-Cloruro d'Argento durante il periodo precedente l'attivazione, cominciano a deteriorarsi subito dopo l'assiemamento dei componenti. Il deterioramento dipende dal tipo, dal formato, e dalle condizioni di magazzinaggio.

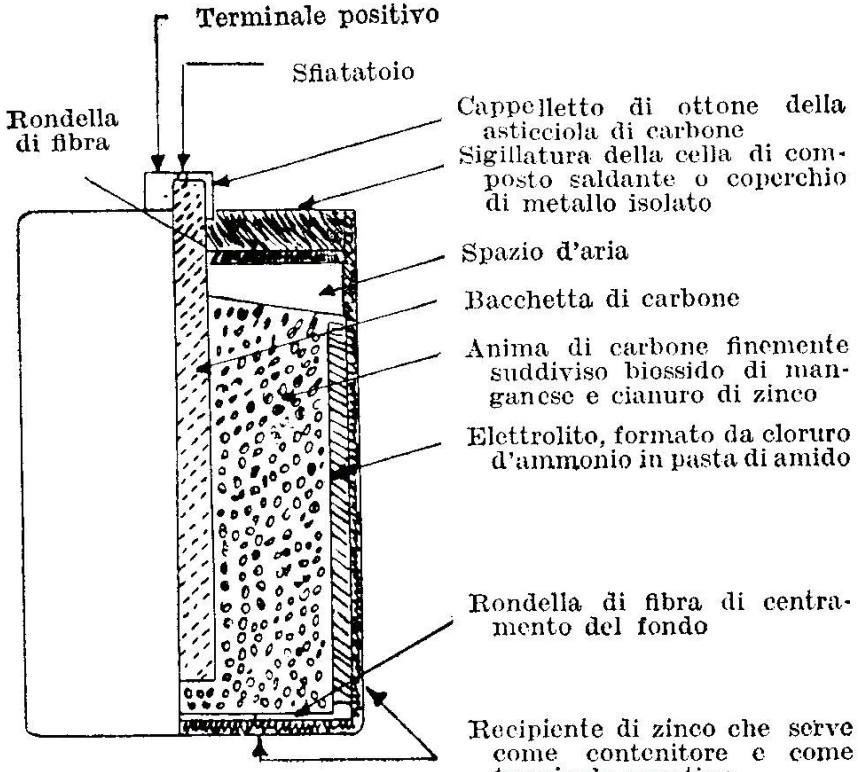
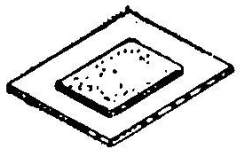
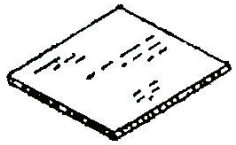


FIG. 101 - *Sezione di una cella «Leclanché».*

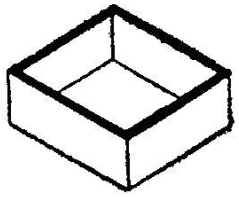


Piastra di zinco con depositato uno strato di carbone



Separatore di fibra con strato di elettrolito formato da cloruro di ammonio, cloruro di zinco, cloruro di mercurio, farina e amido

Miscela depolarizzante di biossido di manganese, carbone, cloruro di ammonio e cloruro di zinco



Contenitore di Vinylite

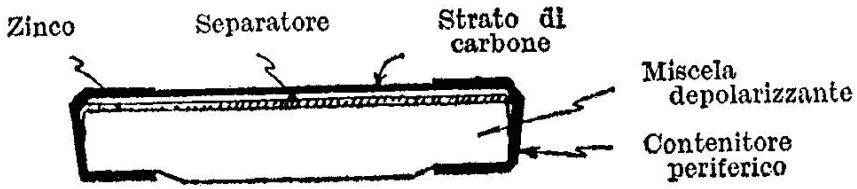


FIG. 102 - *Cella Leclanché di forma piatta.*

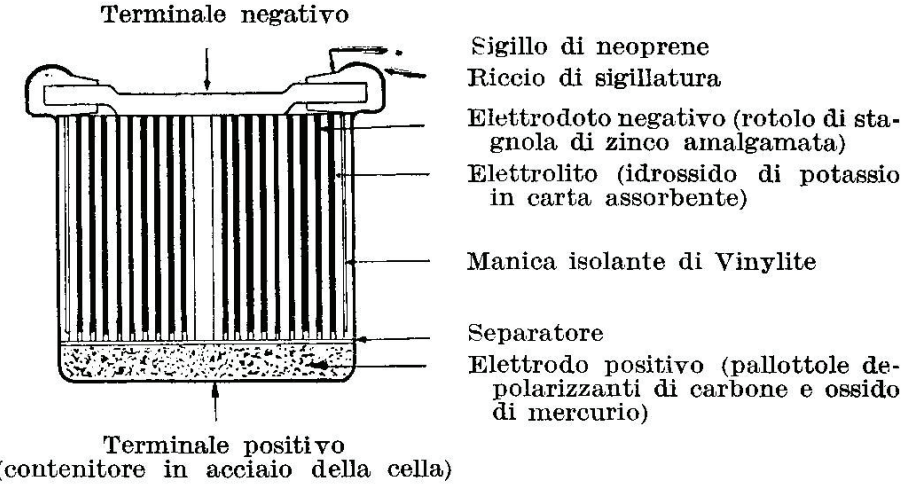


FIG. 103 - *Cella Rubin Mallory.*

L'intervallo di tempo tra la data di costruzione e la data di esaurimento (ove non venga impiegata) chiamasi « autovita della batteria ».

b) *Magazzinaggio:* Il deterioramento è dovuto a perdite interne che aumentano se le batterie si trovano in particolari condizioni di calore e umidità.

Le condizioni del magazzinaggio a cui le batterie sono sottoposte determinano il deterioramento molto più del solo fattore età.

Comunque gli effetti combinati del magazzinaggio e dell'età sono i fattori determinanti dell'autovita.

I tipi di pile Leclanché convenzionali e Leclanché a bassa temperatura si deteriorano in misura maggiore o minore a seconda delle dimensioni dell'elemento e precisamente quelle più piccole si deteriorano con maggiore rapidità.

Il magazzinaggio a bassa temperatura aumenta l'autovita.

Le batterie RM sono quelle meno danneggiate dal magazzinaggio a temperature elevate e la loro autonomia non varia al variate delle dimensioni.

Le pile Leclanché a bassa temperatura hanno una vita più corta di quelle Leclanché standard. Pertanto esse richiedono maggiori cure durante il magazzinaggio.

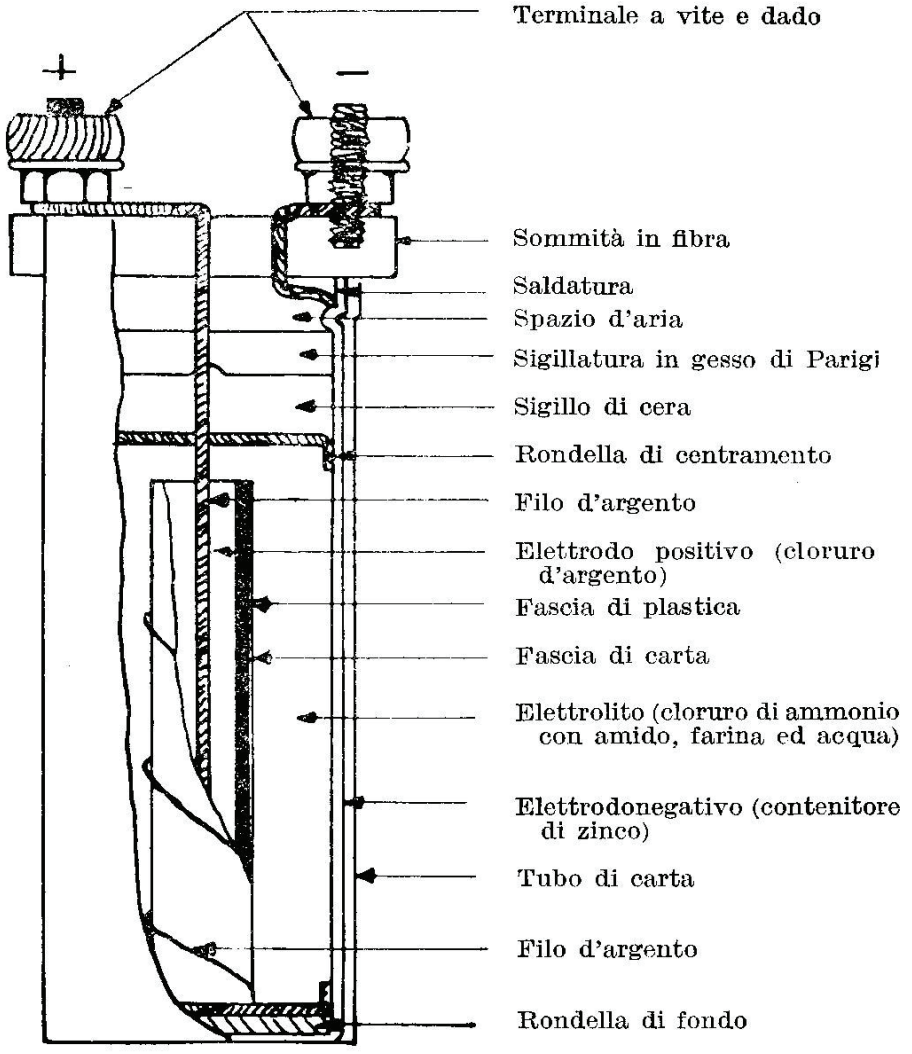


FIG. 104 - *Cella a zinco-cloruro d'argento.*

Il locale scelto per immagazzinare le pile deve essere per quanto più è possibile fresco e asciutto, la temperatura non deve superare i 7°.

Per le pile Leclanché a bassa temperatura il magazzinaggio a — 18° sarebbe preferibile ma non risulta economico.

Le batterie Laclanché generano piccole quantità di idrogeno, specialmente durante i primi mesi successivi alla costruzione. Per evitare la possibilità di accumulo di sostanza esplosiva ventilare gli ambienti adibiti a magazzino e, almeno una volta alla settimana, provvedere al cambiamento completo dell'aria. Gli altri tipi di batterie non hanno bisogno di questo accorgimento.

c) *Condizioni ambientali e di impiego:* Le condizioni di impiego provocano sulle batterie a secco effetti che variano a seconda del tipo, del genere delle batterie, del carico, del tipo di servizio e del grado di esposizione all'ambiente particolare.

L'attività chimica entro una pila a secco è più grande alle alte temperature che a temperatura normale (20°). L'uscita ottenibile da una batteria a secco è quindi più grande alle temperature più elevate, purchè il periodo di impiego non sia così lungo da far risultare una perdita di autovita più grande del guadagno dovuto alla accresciuta attività chimica della pila. A basse temperature l'attività della cella diminuisce e può essere raggiunto un punto in cui la pila non è più in grado di erogare corrente. Tranne per alimentazione di griglia in cui viene erogata una piccolissima corrente, i tipi Leclanché convenzionali e RM non dovrebbero essere usati a temperature inferiori ai —12°, usare in loro vece Leclanché a bassa temperatura.

Le batterie non debbono farsi congelare; effetti a carattere irregolare si presentano quando la loro temperatura interna è riportata al valore normale.

Le Leclanché a bassa temperatura e le RM non congelano a temperature fino a —40°; le Leclanché di tipo convenzionale non dovrebbero essere tenute a lungo a temperature inferiori a — 20°.

Se è richiesto il funzionamento a bassa temperatura e non sono disponibili batterie Leclanché a bassa temperatura, le Leclanché convenzionali e quelle RM debbono essere riscaldate: in tal caso adottare le seguenti precauzioni:

1) Tenere le batterie in una stanza riscaldata almeno 24 ore prima dell'impiego.

2) Una batteria che risulta apparentemente esaurita alle basse temperature, riscaldata, può erogare altra energia. In caso di riscaldamento diretto porre molta attenzione a non applicare eccessivo calore.

3) Qualunque procedimento che aiuta a mantenere il calore interno di una batteria ne accresce la durata; porre la batteria vicino al corpo, sotto il vestito o racchiuderla in una cassetta di legno o cartone.

Le influenze delle condizioni ambientali e di impiego sui diversi tipi di batterie sono le seguenti:

Nelle Leclanché convenzionali la capacità resta invariata alle temperature comprese fra 20° e 50° purchè il periodo di impiego sia ragionevolmente breve.

A temperature più basse del normale la capacità delle batterie decresce col decrescere della temperatura. A — 20° la capacità può considerarsi scesa al 20÷30 % della capacità a temperatura normale. A —30° la pila diviene gradatamente inerte.

Le Leclanché a bassa temperatura danno un'ottima prestazione, simile a quella delle Leclanché convenzionali a temperatura di 20° e superiori, salvo che il deterioramento avviene in modo più rapido che nelle Leclanché convenzionali. A temperature di impiego inferiori a 20° la capacità delle batterie a bassa temperatura tende pure a decrescere, ma in misura molto minore. A — 20°, per esempio, è ancora disponibile dal 40 al 50 % della capacità che si aveva a temperatura normale. A — 40° queste batterie danno ancora il 10÷20 % della loro capacità.

Le Leclanché di riserva dopo l'attivazione forniscono la stessa prestazione di quelle del tipo convenzionale.

Le Rubin Mallory in servizio a temperature al disopra del normale e anche maggiori di 50° hanno una capacità uguale o leggermente superiore a quella che avrebbero in condizioni normali; a temperature al disotto del normale la capacità decresce circa nello stesso modo che nelle Leclanché convenzionali, a — 23° detta capacità si riduce praticamente a zero.

Le Magnesio-Argento-Cloruro d'Argento sono immagazzinate allo stato secco e pertanto l'esposizione, durante il magazzinaggio, a temperature più alte o più basse di 20° non influenza le loro prestazioni. L'esposizione dopo l'attivazione a temperature di lavoro comprese fra — 40° e + 50° non ha apprezzabile effetto sulla loro capacità.

Le Zinco-Cloruro d'Argento sono prevalentemente usate sotto condizioni di basso carico, per breve durata (pochi secondi) e ad intervalli irregolari. Sotto queste condizioni, le batterie a temperature al disopra di 20° si deteriorano. A temperature al disotto di 20° il numero delle scariche diminuisce parallelamente al discendere della temperatura verso i —40°. Questa temperatura è la più bassa alla quale sia consentito operare.

101 b2 – *Precauzioni durante l'impiego.*

Togliere sempre le batterie dagli apparati prima di metterli in magazzino, poichè durante l'impiego delle batterie a secco, sia per il deterioramento, sia per l'uso, sia per cortocircuiti accidentali, i contenitori di zinco sono quasi sempre intaccati e forati. Da queste forature esce l'elettrolito che, oltrepassando la protezione, può danneggiare anche gravemente gli apparati nei quali le pile sono contenute. L'elettrolito è corrosivo e attacca molti metalli.

Inoltre le batterie esaurite si espandono e l'estrazione di esse dagli apparati può divenire talmente difficile da causare seri danni agli apparati stessi. Assicurarsi che le batterie RM siano completamente scariche prima di scartarle. Esse hanno una capacità che è circa 5 volte maggiore di quelle Leclanché, e può accadere, quando siano usate insieme alle Leclanché, che siano queste ultime ad essersi scaricate e che debbano essere sostituite esse solamente. Occorre pertanto: prima sostituire le Leclanché, provare se l'apparato funziona e, solo in caso contrario, procedere alla sostituzione delle batterie R.M. Restituire sempre le batterie all'Ente che ha provveduto alla distribuzione per il recupero del mercurio libero in esse contenuto. Ogni apparato alimentato a batteria ha assegnato un determinato tipo di batteria per alimentarlo. Usare sempre le batterie del tipo assegnato e ricorrere alla sostituzione solamente quando non sia possibile fare altrimenti.

101 b3 – *Precauzioni e manutenzione in regioni a clima non temperato.*

Gli elementi da spedire debbono essere avvolti in un involucro a prova di umidità e di vapore. Tutte le sporgenze dei terminali debbono essere protette con cuscinetti di cartone ondulato. La cassa per spedizioni oltremare deve essere di legno, foderata con carta impermeabile, sigillata in tutti i giunti, costure, piegature e chiusure con adesivo resistente all'acqua.

1) *Manutenzione in presenza di umidità elevata (Zone tropicali).* L'umidità nelle zone tropicali rappresenta il principale problema per la manutenzione delle batterie a secco le quali possono avere un'autovita estremamente breve. L'inconveniente è originato da una continua bassa erogazione di corrente causata dalle dispersioni da cella a cella o attraverso i terminali della batteria. La causa può ascriversi principalmente alla condensazione di umidità sulla batteria o all'assorbimento di umidità dei contenitori della batteria o al materiale di imballaggio.

Le batterie a secco debbono quindi essere poste in un involucro impermeabile prima di immagazzinarle. Se la batteria è ricevuta in un imballaggio che non sia affatto danneggiato, immagazzinarla con l'imballo originale. Se questo è invece danneggiato rimuovere la batteria dal suo contenitore e metterla in un altro che sia munito di fasciatura impermeabile, facendo ben attenzione di isolare i terminali della batteria stessa. Sigillare le aperture della fasciatura impermeabile riscaldandole e pressandole. Non scaldare troppo le batterie durante il processo di sigillatura in quanto l'eccessivo calore potrebbe danneggiarle. Se non è possibile fare un nuovo imballaggio, ricoprirle con uno spesso strato di grasso non conduttore (del tipo usato per pompe idrauliche).

2) *Manutenzione in zone desertiche.* L'alta temperatura è il principale fattore che influisce in queste zone sulla prestazione e sulla vita delle batterie. L'autovita delle batterie è notevolmente ridotta. Le eccessive temperature desertiche incrementano l'attività chimica degli elementi. Il decremento di autovita soverchia di gran lunga ogni incremento ottenuto dall'aumento di attività dovuto alla maggiore temperatura. Occorre pertanto tenere le batterie al fresco più che sia possibile. Nelle regioni desertiche un buon magazzinaggio per le batterie di pile a secco è costituito da una cassa impermeabile foderata in legno e posta in una fossa profonda metri 1,20. Qui la temperatura è di circa 18°. Fare attenzione a prevenire il formarsi di acqua di condensazione sul fondo della fossa.

3) *Manutenzione in zone artiche.* Impedire il congelamento delle batterie. È però da aspettarsi la condensazione di umidità quando equipaggiamenti freddi sono portati in ambienti caldi. Le temperature molto basse riducono grandemente l'attività delle pile a secco. Dopo l'esposizione alle basse temperature, le pile riacquistano le loro normali caratteristiche di funzionamento quando la temperatura interna ritorna al valore normale; non sempre però il danneggiamento è solo apparente. Quando le batterie sono esposte al freddo la caduta della loro temperatura interna è considerevolmente lenta. Gli effetti del freddo possono essere resi minimi isolando con cura le batterie mediante coperte o paglia.

101 b4 – *Controllo delle batterie.*

Prima dell'impiego e saltuariamente nei depositi, le batterie dovranno essere sottoposte ai seguenti controlli:

a) *Esame a vista.* Occorrerà accertare se presentino infiltrazioni di elettrolito, deformazioni, corrosioni dei terminali o altri difetti meccanici che possano renderne difficoltoso o addirittura impossibile l'uso in campagna.

b) *Misura della minima tensione permissibile.* Questo controllo potrà essere effettuato con l'apparecchio di circostanza mostrato in figura 105 o con lo strumento TS-183/U.

Per la misura della minima tensione permissibile potranno impiegarsi i dati forniti dalla seguente tabella 101, limitata ai tipi di batterie più comuni:

TABELLA 101 - DATI RELATIVI ALLA MISURA DELLA MINIMA TENSIONE PERMISSIBILE DEI PRINCIPALI TIPI DI BATTERIE IN SERVIZIO

Tipo batteria	Tens. nomin.	Resist. di carico in parallelo col voltmetro (ohm)		Watt min. della res. (W)	Tensione minima permissibile (non meno del 75 % della capacità iniziale)
		Minimo	Massimo		
BA-2	22,5	2480,0	2550,0	1,5	21,0
BA-9	4,5	19,9	20,2	3,0	3,9
BA-23	1,5	5,97	6,06	1,5	1,45
BA-27	- 4,5	19,9	20,2	3,0	- 4,0
BA-30	1,5	6,63	6,73	1,5	1,35
BA-37	1,5	4,98	5,05	1,5	1,4
BA-38	103,5	2970,0	3060,0	7,0	95,0
BA-39: Sez. A	7,5	37,3	37,9	4,0	7,0
Sez. B	150,0	3570,0	3670,0	9,0	140,0
BA-40: Sez. A	1,5	2,29	2,32	3,0	1,45
Sez. B	90,0	1980,0	2040,0	6,0	84,0
BA-41:					
da — A a + B1	30,0	25400,0	26500,0	1,5	28,0
da — B2 a + B2	60,0	53400,0	55800,0	3,0	56,0
BA-48: Sez. A	1,5	4,98	5,05	1,5	1,45
Sez. B	90,0	8890,0	9220,0	3,0	84,0
BA-51	67,5	1980,0	2040,0	4,5	63,0
BA-63	45,0	3770,0	3870,0	3,0	42,0
BA-65	1,5	5,97	6,06	1,5	1,45
BA-70: Sez. A	4,5	7,96	8,08	4,5	4,30
Sez. B1	90,0	1280,0	1315,0	9,0	84,0
Sez. B2	60,0	852,0	873,0	6,0	55,0
BA-200/U	6,0	39,8	40,4	3,0	5,6
BA-203/U	6,0	19,9	20,2	2,0	5,6
BA-226/U	4,5	34,2	37,0	0,5	4,30

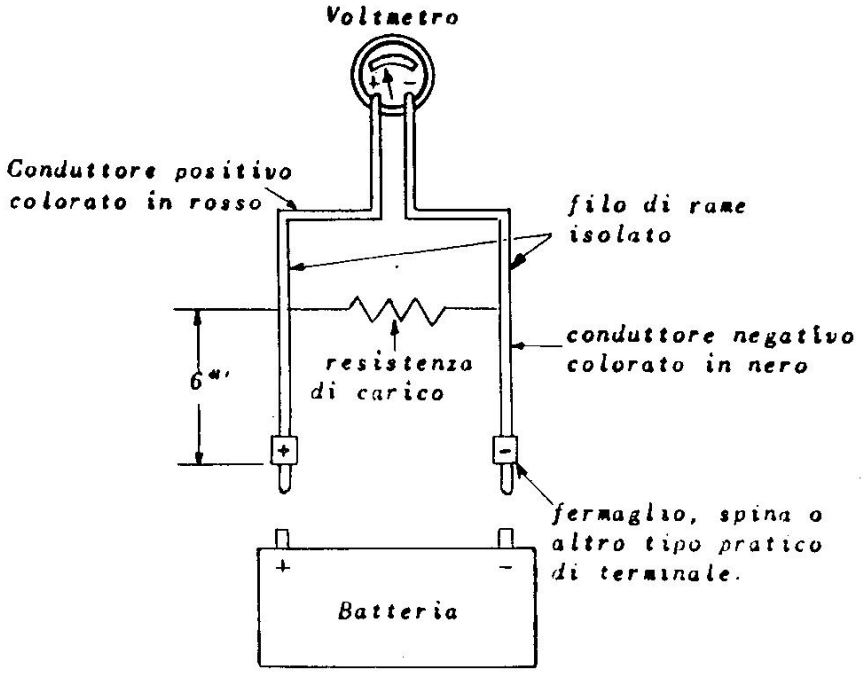


FIG. 105 - *Circuito di prova delle batterie sotto carico.*

102. Accumulatori.

Sono usati come sorgente portatili di potenza per il funzionamento di una grandissima quantità di apparecchiature e per gli scopi più disparati. Si usano accumulatori in luogo di pile a secco ove si voglia disporre della possibilità di ricarica, il che avviene a discapito del peso degli impianti, peso che è notevolmente superiore nel caso degli accumulatori. Questi pertanto sono usati in impianti montati su veicoli, mentre le pile trovano impiego nelle apparecchiature di minor potenza, portate da uno al massimo due uomini. I tipi di accumulatori sono essenzialmente due: al piombo (acidi) e al ferro-nichel (alcalini). Questi ultimi hanno oggi impieghi assai limitati a causa del costo elevato e per l'impossibilità di coesistenza, dei due tipi nei depositi o luoghi di ricarica poichè le esalazioni acide ossidano rapidamente le piastre di ferro ed i contenitori degli accumulatori al ferro-nichel.

102 a – Accumulatori al piombo (fig. 106).

L'elemento al piombo fornisce mediamente, durante la scarica, una tensione di 2 volt. È costituito da piastre reticolari in lega di piombo-antimonio immerse in elettrolito. Il contenitore è in bachelite o altro materiale resistente agli acidi e agli urti.

L'elettrolito è costituito da una soluzione di acido solforico concentrato in acqua distillata nella proporzione del 38 % in peso, ovvero del 27 % in volume di acido. Questo, non diluito, deve avere una densità di 1,835. La densità della soluzione acquosa di acido solforico varia con l'energia della soluzione e ciò fornisce un conveniente mezzo per determinare le condizioni di carica di un accumulatore. La soluzione acquosa di acido solforico varia con l'energia della soluzione e ciò fornisce un conveniente mezzo per determinare le condizioni di carica di un accumulatore. La soluzione acquosa di acido solforico immessa nella batteria ha densità di 1,300, che però scende a 1,200÷1,225 quando la batteria completamente carica, viene portata alla temperatura di 27°. La densità si misura col densimetro. 1 tipo a siringa (fig. 107) è costituito da un tubo di vetro contenente un idrometro ad immersione, pure di vetro.

L'elettrolito è aspirato dalla canna comprimendo e rilasciando il bulbo di gomma. Il galleggiante del densimetro è uno strumento di vetro con un'appendice di gomma e un fondo pesante che galleggia dentro al tubo. Una scala posta nell'interno del galleggiante è graduata da 1,100 a 1,300 ovvero porta la legenda « carica completa », « metà carica » e « scarica » e le tre zone sono colorate diversamente. Il livello al quale il galleggiante si immerge, indica, sulla scala graduata, la densità del liquido in esame. La densità di un elettrolito è funzione della sua temperatura. Quando questa cresce l'elettrolito si espande, diviene meno.

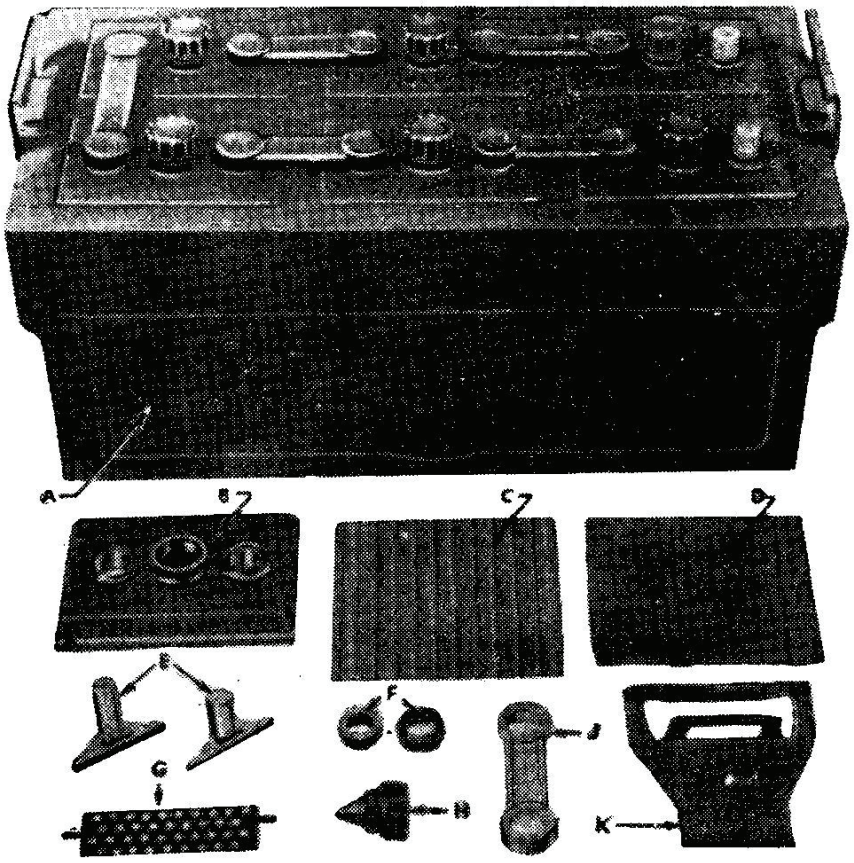


Fig. 106 – *Componenti di una batteria al piombo.*

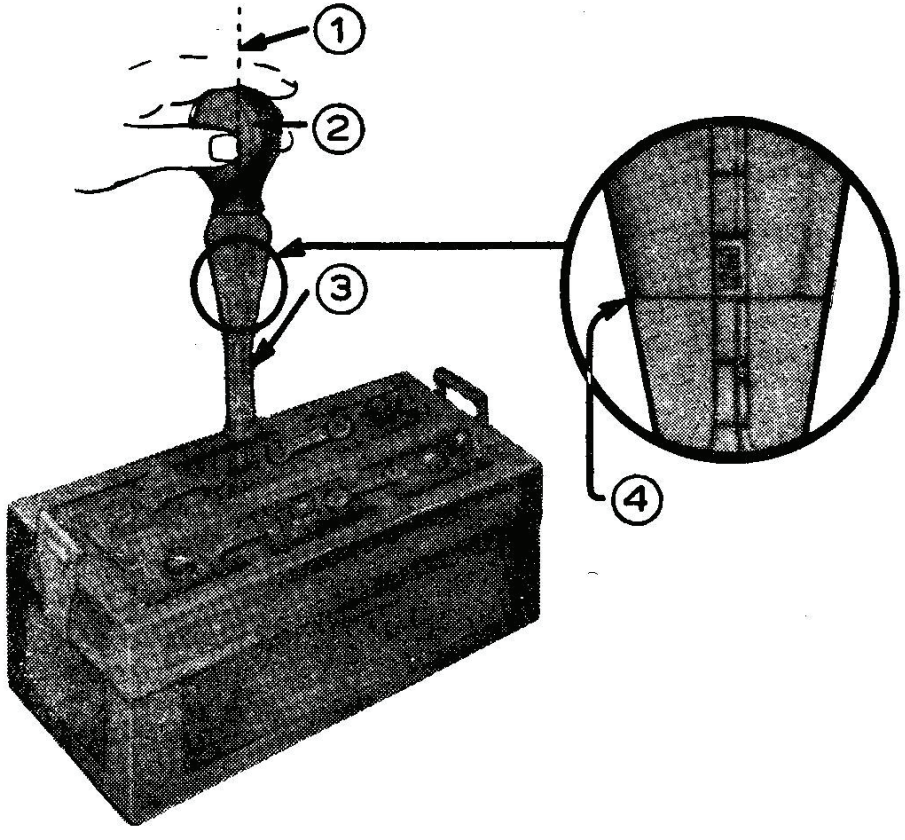


FIG. 107 – *Densimetro.*

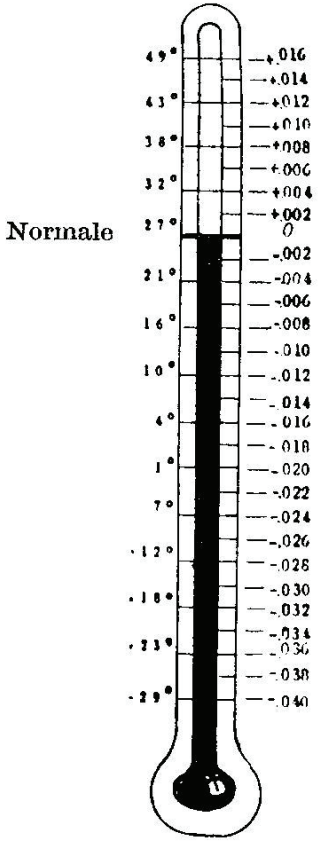


FIG. 108 – *Tabella di correzione del densimetro.*

concentrato e la densità si abbassa. Il contrario avviene all'abbassarsi della temperatura. Alle temperature ordinarie non è necessario apportare correzioni alle misure di densità. A temperature molto basse o molto alte queste correzioni sono importantissime. La correzione normale della densità, in funzione della temperatura, è di 4 millesimi per ogni 5,5 gradi di variazione di temperatura. In particolare, presa per base la temperatura di 27°, si dovranno aggiungere 4 millesimi alla lettura di densità per ogni 5,5° al disopra di 27° e togliere 4 millesimi per ogni 5,5° al disotto di 27°, ovvero si potrà usare il grafico di correzioni riportato in figura 108.

Nella seguente tabella 102 sono riportate le condizioni di carica in base alla densità, per letture riportate al valore di temperatura di 27°.

TABELLA 102 - STATO DELLA CARICA, PER DENSITÀ RIPORTATE A 27°

Densità	Stato della carica %
1,280	100
1,250	75
1,220	50
1,190	25
1,160	capacità poco utilizzabile
1,130	scarica

102 b - ACCUMULATORI AL FERRO-NICHEL.

L'elemento al ferro-nichel fornisce mediamente, durante la scarica, una tensione di 1,2÷1,3 volt ed è costituito da piastre a celle rettangolari di acciaio nichelato contenenti idrossido di nichel (piastre positive) ed ossido di ferro, talvolta con aggiunta di ossido di cadmio (piastre negative). Le piastre sono immerse in elettrolita. Il contenitore è in lamiera di ferro saldata e nichelata dentro e fuori. L'elettrolita è una soluzione acquosa di idrato di potassio al 23 % con una piccola aggiunta di idrato di litio. La sua densità è 1,20 e tale rimane indipendentemente dalle condizioni di carica dell'accumulatore, contrariamente a quanto avviene per gli accumulatori al piombo.

102 c - IMPIEGO, RICARICA E MANUTENZIONE DEGLI ACCUMULATORI.

102 c1 - *Impiego, ricarica e manutenzione degli accumulatori al piombo*

a) *Impiego:* all'atto dell'impiego le batterie possono presentarsi in uno dei seguenti modi:

Batterie cariche e con elettrolita. Possono essere messe subito in servizio. Tuttavia è preferibile sottoporle a un processo di carica a basso tasso fino al raggiungimento della massima densità dell'elettrolita.

Batterie cariche, ma prive di elettrolita. Debbono essere riempite di elettrolita alla giusta densità, a seconda della temperatura alla quale si opera. È indispensabile dare alle batterie una carica iniziale prima di porle in servizio. Applicare le seguenti istruzioni: 1) Svitare i tappi e pulire gli sfiatatoi. Non togliere i tappi fino al momento di riempire la batteria. 2) Riempire tutte le celle di elettrolita fino a 5 mm. al disotto dei separatori. In zone temperate usare elettrolita di densità 1,280. La temperatura della batteria e dell'elettrolita deve essere al disopra di 15° e possibilmente non superiore a 38°. Dopo 5-10 minuti aggiungere altro elettrolita per rimpiazzare quello assorbito dalle piastre e dai separatori. 3) Rimettere i tappi e asciugare ogni scolatura mediante un panno inumidito in una soluzione di soda ordinaria e acqua. 4) Se la batteria deve entrare in servizio a temperatura inferiore a —18° incrementare la densità dell'elettrolita, al disopra del pericoloso punto di congelamento, con una carica ad 8 ampere per 6 ÷ 12 ore.

Batterie scariche ed umide. Debbono essere messe in servizio entro nove mesi dalla data di fabbricazione stampata sui connettori delle celle. Rimuovere i sigilli che eventualmente chiudano gli sfiatatoi dei tappi, quindi riempire le celle fino a un centimetro al disopra dei separatori, con elettrolita alla densità prescritta dalla casa costruttrice. La temperatura della batteria e dell'elettrolita, prima del riempimento, deve essere al disopra di 15°, ma non deve superare i 32°. Entro un'ora dal riempimento mettere la batteria sotto carica al tasso indicato nella tabella 103 e continuare la carica fino a che la densità dell'elettrolita sia salita a non meno di 1,270 a 27°, ovvero, tempo permettendo, fino a che la densità dell'elettrolita smetta di crescere.

TABELLA 103 - TASSO DI CARICA DELLE BATTERIE SCARICHE E UMIDE

Tipo delle batterie (americane)	Tasso di carica
2H	6 amp.
4H	8 »
8T	10 »
9T	17 »

La temperatura dell'elettrolita durante la carica non deve superare i 50° e può essere regolata riducendo o interrompendo la carica stessa. In caso di eccessivo svolgimento di gas o di fuoruscita dell'elettrolita, il tasso di carica dovrà essere ridotto.

Durante l'impiego degli accumulatori possono sorgere vari inconvenienti fra i quali esaminiamo i principali:

— I depositi verdi di solfato di rame sui terminali sono di regola dovuti alla presenza di elettrolita. Essi dovranno essere rimossi mediante un coltello o una spazzola dura, dopo di che si procederà ad un lavaggio con ammoniaca e acqua o soda e acqua allo scopo di asportare ogni traccia di elettrolita.

— Sebbene i terminali positivi e negativi siano differenti fra loro, talvolta accade che si tenti di invertire gli attacchi per cui i terminali possono venire rovinati in modo da non assicurare un buon contatto elettrico. In tal caso bisogna sostituirli con altri di piombo o di ottone.

— Le vibrazioni di una batteria, che non sia mantenuta strettamente dai sostegni, possono deteriorare i cavi. Questi dovranno pertanto essere cambiati e particolare cura dovrà porsi nel controllare i cavi di massa che collegano la tabella al telaio.

— Il punto di congelamento dell'elettrolita dipende dalla sua densità. Una batteria completamente carica congela a circa — 65°. Con l'aumentare della densità il punto di congelamento si abbassa, (tabella 104).

TABELLA 104 - SPUNTO DI CONGELAMENTO DEGLI ACCUMULATORI AL PIOMBO

Densità riportata a 27°	Punto di congelamento in C°
1,000	0°
1,100	- 7,2°
1,150	-15°
1,200	-26,6°
1,250	-52,2°
1,280	-67,7°

Il congelamento fa fuoruscire il materiale attivo delle piastre e perdurando può spaccare piastre e contenitori. Se una batteria congelata è posta sotto carica, le griglie si espandono lasciando cadere il materiale attivo. Una batteria congelata deve essere lasciata disgelare gradualmente in un ambiente a temperatura normale. In condizioni di bassa temperatura non permettere che la densità scenda al disotto di 1,250.

— Il sovrariscaldamento, che non ecceda i 45° per lunghi periodi di tempo, non danneggerà molto le batterie.

— Se una batteria è lasciata scarica o è abitualmente impiegatare in condizioni di carica insufficiente, il solfato di piombo delle piastre si trasformerà in una bianca formazione cristallina che toglie la porosità al materiale attivo e distrugge le piastre. Si potrà cercare di rimettere in efficienza una batteria solfatata ricaricandola a basso regime (circa 5 amp.) per molti giorni fino a che non si ottenga un ulteriore incremento nella densità dell'elettrolita. Se la batteria non raggiungerà una piena carica, le sue condizioni potranno essere migliorate scaricandola con un breve cortocircuito e immediatamente ricaricandola allo stesso basso regime di carica.

— Una produzione di bolle d'aria o di schiuma dalle aperture dei tappi a sfiatatoio, indica la presenza di impurità, grasso animale e olio, nelle celle. Se l'impurità non esce da sè insieme alla schiuma occorre svuotare le celle, lavarle con acqua e rimettere nuovo elettrolita.

— Nell'impiego in zone tropicali, poichè alle alte temperature l'acido è più attivo, una concentrazione di elettrolita più debole darà risultati soddisfacenti con minor danneggiamento delle piastre e dei contenitori. La seguente tabella 105 permette la comparazione fra densità usate in zone temperate e densità usabili in climi tropicali.

TABELLA 105 - DENSITÀ DELL'ELETTROLITA IN ZONE TEMPERATE IN ZONE TROPICALI IN FUNZIONE DELLO STATO DELLA CARICA DELLE BATTERIE AL PIOMBO

Stato della carica	Densità dell'elettrolita riportata a 27°C usata in zone temperate	Temperatura di congel. in gradi centigradi	Densità dell'elettrolita riportata a 27°C usata in zone temperate	Temperatura di congel. in gradi centigradi
Piena carica	1,275-1,300	-67,7° -70,5°	1,200-1,225	-27,2° -37,2°
75 % della carica	1,250	-52,2°	1,180	-21,1°
50 % » »	1,220	-35°	1,135	-11,7°
25 % » »	1,160	-17,2°	1,090	- 6,7°
scarica	1,130	-12,2°	1,045	- 2,2°

Occorrerà ripristinare la primitiva densità dell'elettrolita prima della spedizione in zone ove sia possibile il congelamento.

— Nell'impiego in zone fredde la capacità è grandemente ridotta perchè quivi l'elettrolita è meno attivo per cui, onde prevenire i congelamenti, le batterie debbono essere tenute completamente cariche. La seguente tabella 106 mostra gli effetti della temperatura sulla capacità.

TABELLA 106 - EFFETTI DELLA TEMPERATURA SULLA CAPACITÀ NELLE BATTERIE AL PIOMBO

Temperatura	Percento di capacità, rispetto a 27°, che può aspettarsi alle varie temperature, per un tasso di 8 ore	
°C	Densità 1,210	Densità 1,260
49	120	122
27	100	100 normale
—	—	—
- 1	75	80
-18	55	65
-29	0*	45
-35	0*	33
-40	0*	22
0* Elettrolita congelato		

A temperatura al disotto di — 30° le batterie debbono essere riscaldate durante l'impiego e durante l'attesa dell'impiego. In zone molto fredde le batterie in deposito debbono essere tenute in un locale riscaldato, impaccate in casse di legno e avvolte con coperte e paglia.

b) *Ricarica:* La corrente proveniente da una sorgente esterna e circolante nella batteria in senso inverso a quello della corrente di scarica cambia il solfato di piombo della piastra positiva in perossido e il solfato della piastra negativa in piombo spugnoso. Quando il solfato di piombo si esaurisce, l'acido solforico si riforma e rientra nell'elettrolita. Se ad una batteria già completamente carica si continua il processo di carica, l'energia in eccesso darà luogo all'elettrolisi dell'acqua dell'elettrolita. Si noterà il formarsi di bollicine di gas (idrogeno e ossigeno) con conseguente danneggiamento delle piastre. Cariche e scariche ripetute mettono gradualmente fuori uso le batterie. Durante la carica occorrerà tenere presente le seguenti norme:

1) *Direzione della corrente.* Connettere il terminale positivo della batteria al terminale positivo del gruppo di carica. Se non dovessero distinguersi le polarità dei terminali, si potrà determinare quale sia il polo positivo ponendo una lampada in serie con il terminale in esame, per limitare la corrente, e immergendo cautamente in una debole soluzione di acido solforico due conduttori collegati uno all'altro terminale e uno alla lampada. Quando la corrente scorre, il conduttore al quale si sviluppa minore quantità di bollicine gassose è quello collegato al terminale positivo.

2) *Tasso di carica.* Qualunque tasso di carica può essere usato purchè la temperatura dell'elettrolita non ecceda i 40°. Un tasso di sicurezza per batteria del tipo usato nei veicoli o similari è di 1 ampère per piastra positiva e per cella. Con gli altri tipi di batterie il tasso di carica varia a seconda del tipo. Una batteria con 15 piastre per cella, tenendo conto della suddetta regola, dovrà essere caricata a 7 ampère.

Un'altra via per determinare il tasso di carica è di iniziare ad un tasso del 10 % della capacità in amperora e terminare con il 5 %. La scelta del tasso si baserà sulle condizioni della batteria e sull'età e lo stato di carica sarà in funzione del metodo seguito.

3) *Tempo di carica.* Continuare sempre la carica finchè tre successive letture sul densimetro, prese a intervalli di un'ora non mostrano un ulteriore aumento nella densità dell'elettrolita. Continuando la carica la batteria darà luogo a produzione di gas.

Quando una batteria è posta sotto carica segnare su di un cartellino, attaccato ad essa, la densità dell'elettrolita, ogni susseguente lettura di densità, nonchè il tempo della lettura stessa. La registrazione di questi dati sarà utilissima per le diagnosi dei guasti della batteria qualora questa difetti nel raggiungere la densità di piena carica.

4) *Produzione di gas esplosivi.* Quando una batteria sta per caricarsi, una porzione della corrente di carica viene dissipata nell'elettrolisi dell'acqua dell'elettrolita. L'idrogeno è liberato alla piastra negativa e l'ossigeno a quella positiva. Le bollicine di gas affiorano dall'elettrolita e si riuniscono nello spazio d'aria alla sommità della batteria. Se la batteria è munita di un dispositivo di controllo di livello di qualunque tipo i tappi a sfiatatoio possono essere strettamente avvitati

quando la batteria è sotto carica, a meno che il dispositivo sia stato temporaneamente tolto ovvero sia di tipo speciale. Se si nota una violenta produzione di gas allorquando la batteria è appena posta sotto carica, abbassare il tasso di carica.

Attenzione. Un miscuglio di idrogeno e aria può costituire un pericoloso esplosivo. Un tale miscuglio contenente almeno il 4 % di idrogeno è già pericoloso. I gas che fuoriescono dalle batterie non sono pericolosi se si impedisce il loro accumularsi. Occorre pertanto che i locali ove si effettua la carica delle batterie siano ben ventilati e che in questi non siano mai presenti fiamme o scintille. Le batterie liberano gas, quantunque in misura minore, anche durante la scarica. Osservare pertanto le stesse precauzioni sia quando esse sono sotto carica, sia quando sono impiegate.

5) *Carica iniziale.* Non cominciare la carica di una nuova batteria dopo aver aggiunto l'elettrolita. Questa aggiunta produce calore; occorrerà che la batteria si raffreddi alla temperatura atmosferica prima di metterla sotto carica. Non permettere discontinuità nella carica iniziale fino a che non sia raggiunta la massima densità prevista per l'elettrolita.

6) *Mescolamento dell'elettrolita.* Le nuove batterie possono essere preparate con acido di densità 1,835 ovvero con elettrolita di densità 1,400. Sarà necessaria una diluizione in acqua distillata per ottenere elettrolita di appropriata densità. Se l'acqua distillata non è disponibile usare acqua piovana che non sia stata contenuta in recipienti metallici. Questi contenitori dovranno essere di vetro, terraglia o piombo. Essi dovranno essere resistenti agli acidi e alle alte temperature che potranno generarsi.

Attenzione: Mai versare acqua dentro l'acido, ma sempre versare l'acido nell'acqua. Se l'acqua è aggiunta all'acido solforico concentrato, la miscela schizzerà in tutte le direzioni e potrà causare bruciature da acido. Versare l'acido lentamente nell'acqua rimescolando adagio ma completamente per tutto il tempo dell'operazione. Grandi quantità di acido possono richiedere ore per una sicura diluizione. *Non aver fretta.* Usare occhiali, grembiule di gomma e guanti di gomma per la protezione del personale che compie questo servizio.

Se dell'acido è schizzato sulle mani o su altre parti del corpo lavare subito con grande quantità di acqua e far subito seguire una generosa applicazione di soda, cenere ed acqua. La proporzione in volume di acido e acqua richiesta per produrre varie densità è data dalla tabella 107 seguente:

TABELLA 107 - PROPORZIONI DI ACIDO SOLFORICO E ACQUA

Densità desiderata	Usando acido di densità 1,835		Usando acido di densità 1,400	
	Parti di acqua	Parti di acido	Parti di acqua	Parti di acido
1,400	3	2	—	—
1,345	2	1	1	7
1,300	5	2	2	5
1,290	8	3	9	20
1,275	11	4	11	20
1,250	13	4	3	4
1,225	11	3	1	1
1,200	13	3	13	10

c) *Manutenzione.* Per assicurare una soddisfacente prestazione delle batterie di accumulatori, l'operatore dovrà compiere una serie periodica di operazioni intese a rivelare i guasti incipienti. Tali operazioni dovranno essere eseguite come segue:

1) *Giornalmente* controllare, ove esista, lo strumento di misura della corrente ogni volta che una apparecchiatura alimentata da batterie inizi il funzionamento; effettuare il controllo a frequenti intervalli anche durante il funzionamento stesso. Per le batterie completamente caricate usate nei grossi gruppi elettrogeni, lo strumento di misura della corrente mostrerà un alto grado di carica immediatamente dopo che la macchina si è avviata. Quando la batteria è già parzialmente scaricata prima dell'inizio del funzionamento, la scarica continuerà ad alto livello. Se lo strumento non registra la carica o indica che la batteria è sovraccaricata, controllare immediatamente il circuito di carica. Se la batteria consuma una quantità di acqua notevole, salvo che sia soggetta a condizioni di clima secco e particolarmente caldo, essa probabilmente è sovraccaricata.

2) *Settimanalmente* ispezionare con cura la parte superiore di ogni batteria. Se essa è sporca o polverosa pulirla con uno straccio o una spazzola dura. Ammoniaca e acqua, oppure soda o cenere e acqua, sono ottime per compiere questa pulizia sebbene in mancanza di altro possa essere usata anche semplice acqua.

Fare molta attenzione che l'acqua non penetri nelle celle. Ispezionare i terminali delle batterie per assicurarsi che siano puliti, vedere che i terminali dei cavi siano stretti ed esenti da corrosioni e che i terminali ed i fermagli siano ricoperti di grasso, petrolato, o composto antiossido. Ispezionare i tappi a sfiatatoio per vedere se gli sfiatatoi sono aperti; se occorra stasarli con un ferretto. Ispezionare il sostegno della batteria per vedere se questa è tenuta strettamente in sede. Se essa è lenta sia il contenitore, sia gli elementi possono risultare danneggiati e quindi provocare dei cortocircuiti interni. Se la batteria fosse invece troppo serrata correrebbe il rischio di spaccare il contenitore. Aggiungere acqua se il livello dell'elettrolita è basso. Il giusto livello è normalmente 5 mm. al disopra della sommità delle piastre. Fare attenzione a non riempire esageratamente. Non lasciare mai che l'elettrolita scenda al disotto della sommità delle piastre. Dovrà sempre usarsi acqua distillata, se questa non sarà disponibile usare acqua piovana. Non conservare mai l'acqua destinata alle batterie in recipienti metallici.

Nota – Una batteria sarà danneggiata impiegando acqua pulita ma non completamente priva di impurità chimiche ovvero permettendo che il livello del liquido lasci scoperte le sommità delle piastre. L'uso di acqua leggermente impura è peraltro preferibile alla mancanza di essa. Controllare la densità dell'elettrolita mediante un densimetro.

102 c2 – *Impiego ricarica e manutenzione degli accumulatori al ferro-nichel.*

Durante l'impiego la materia attiva della piastra positiva si trova allo stato di ossido idrato di nichel, mentre quella della piastra negativa si trova in gran parte allo stato di ferro spugnoso e mentre l'ossido idrato subisce una riduzione, si ha un fenomeno di ossidazione del ferro spugnoso. Se la batteria al ferro-nichel è sottoposta a un lavoro normale, senza eccessivi riscaldamenti, si può ritenere che l'elettrolita conservi inalterate le sue proprietà per circa 300 cicli di carica e scarica; pertanto, a seconda del lavoro più o meno intenso al quale la batteria è stata sottoposta, alle condizioni di ambiente e ai diversi trattamenti subiti, si dovrà sostituire l'elettrolita dopo circa 12-18 mesi di funzionamento. L'elettrolita liquido viene fornito in recipienti di ferro, chiusi ermeticamente e provvisti di tappi a vite. Il liquido è molto caustico e pericoloso per gli occhi, la pelle e anche gli indumenti. L'elettrolita, sia solido, sia liquido, essendo avido di anidride carbonica, deve essere conservato in recipienti a chiusura ermetica. Nel suo maneggio dovrà evitarsi nel modo più assoluto l'uso di oggetti che siano venuti a contatto con una soluzione di acido solforico, poichè questo acido rovina completamente le batterie alcaline. Negli accumulatori alcalini l'elettrolita dovrà coprire sempre le piastre. Le misurazioni della densità si dovranno effettuare non subito dopo un riempimento con acqua distillata, nè durante l'ebollizione dell'elettrolita, ma quando si è certi della omogeneità dell'elettrolita di ciascun elemento. Quando si deve procedere al cambio dell'elettrolita, si scarica la batteria al regime di 5 ore, sino a che la tensione ai morsetti sia scesa a 0,3 volt per elemento; si richiude l'apertura con un tappo a chiusura ermetica, si agita energicamente l'elemento, si toglie poi il liquido usato e lo si sostituisce con l'elettrolita nuovo, preparato in precedenza alla giusta densità, avendo cura di non procurare spruzzi nè spandimenti e in modo da evitare tutti gli inconvenienti già accennati. Curare che gli elementi formati restino privi di liquido il minor tempo possibile.

La ricarica verrà eseguita con intensità pari a 1/5 della capacità e per la durata di 7 ore circa; nella eventualità che si scegliessero intensità di corrente diverse da quelle normali, si dovrà sempre calcolare che la batteria riceva almeno un numero di amperora pari a 1,4 volte la sua capacità. Agli elementi nuovi, dopo ogni dodici scariche, occorre dare una sovraccarica al fine di completare il processo della loro formazione. Cariche parziali possono essere eseguite e interrotte in qualsiasi momento, usando anche corrente di intensità elevata; in questo modo è possibile sfruttare vantaggiosamente le interruzioni momentanee durante la scarica. Questa può avvenire sotto vari regimi a ognuno dei quali corrisponderanno varie tensioni di scarica come riportato nella seguente tabella 108.

TABELLA 108 - REGIMI DI SCARICA DEGLI ACCUMULATORI AL FERRO-NICHEL

Regime di scarica ore	Tensione media
3	1,16
5	1,20
8	1,22
10	1,23
25	1,25

La manutenzione dovrà essere fatta saltuariamente e tenderà ad accertare che l'elettrolita sia al giusto livello (5 mm. sopra le piastre), che i tappi a sfiatatoio non siano otturati, che la batteria sia ben pulita ed asciutta, che non si notino formazioni di ossido. Ingrassare leggermente con vaselina bianca pura i coperchi ed i serrafili onde evitarne l'ossidazione. Prima di mettere in deposito una batteria caricarla a fondo e controllare che l'elettrolita sia alla giusta densità e al livello prescritto. Eseguire con cura le aggiunte di liquido evitando spandimenti che sono la causa principale del deterioramento dei contenitori. Il locale ove si conservano le batterie alcaline deve essere arieggiato, asciutto, privo di polvere e di vapori nocivi e in esso non debbono coesistere batterie al piombo le cui esalazioni acide rendono in poco tempo inservibili gli accumulatori alcalini. All'atto della rimessa in funzione delle batterie occorrerà verificare nuovamente l'elettrolita e scaricare l'accumulatore a un regime di 5 ore fino a raggiungere la tensione di 1 volt per elemento. Si dovrà poi procedere a una ricarica per 15 ore con una intensità di corrente pari a 1/5 della capacità in amperora della batteria.

103. Elettrogeneratori.

Gli elettrogeneratori trasformano energia meccanica in energia elettrica, a differenza delle pile a secco e degli accumulatori che forniscono energia elettrica per trasformazione della energia chimica. Gli elettrogeneratori si dividono pertanto in generatori manuali e gruppi elettrogeni.

103 a – GENERATORI MANUALI – Sono parte integrante di alcuni apparati radio campali e sono usati generalmente in piccole apparecchiature portatili come sostituto delle batterie di pile a secco. Sono portatili, acusticamente silenziosi, a tenuta d'acqua e capaci di sopportare urti e vibrazioni. La velocità di rotazione delle manovelle, per ottenere una tensione di uscita costante, varia da 50 a 70 giri al minuto. Un esempio tipico di generatore a mano si ha per l'alimentazione dell'apparato radio AN/GRC-9 che è fornito di generatore GN-58. Questo generatore a mano è una unità a doppia tensione, mossa a mezzo di manovelle, accoppiata ad un treno di ingranaggi in salita. Il generatore consiste di un'armatura che ruota fra due bobine di campo ed ha due avvolgimenti indipendenti di cui uno fornisce 6 V. e l'altro 425 V. Nell'interno del generatore è previsto un regolatore di tensione che contiene un resistore a molte prese in serie con il campo del generatore. La resistenza di detto resistore è variata a mezzo del solenoide regolatore, la cui azione è controllata dalla tensione di uscita del collettore a bassa tensione. Poichè entrambi gli avvolgimenti di alta tensione (425 V.) e di bassa tensione (6 V.) dell'armatura, ruotano nel medesimo campo, il controllo della corrente di campo che rende costante la bassa tensione, mantiene pure relativamente stabile la tensione del collettore dell'alta tensione. Nel generatore è incluso un filtro per eliminare le fluttuazioni di tensione dovute al collettore e l'interferenza a radiofrequenza.

103 a1 – *Gruppi elettrogeni.* I gruppi elettrogeni possono suddividersi nelle due categorie di gruppi campali e per installazioni fisse.

I gruppi della categoria campale sono montati su basamenti metallici a forma di slitta e sono racchiusi in alloggiamenti di lamiera metallica con pareti facilmente asportabili. I complessi di minor capacità sono montati su basamenti di legno. Tutti i gruppi campali usano benzina per carburante e molti di piccola potenza sono del tipo a due tempi.

I gruppi della categoria per installazioni fisse sono in generale previsti per essere montati su basamenti in calcestruzzo o pesanti basi di legno, da sistemare dentro edifici o cabine, per essere protetti dagli agenti atmosferici. Tutti gli impianti sono equipaggiati con pompe per il carburante e permettono l'uso di serbatoi separati i quali consistono in un piccolo recipiente sistemato vicino al motore, ovvero in un grande deposito interrato e previsto per alimentare uno o più impianti di maggiore capacità. Il serbatoio, eccetto per i gruppi di minor capacità, non è fornito come parte integrante dell'impianto e va richiesto a parte. Per gli impianti da 10 kW ed oltre, è fornito un pannello di controllo separato. Gli impianti da 15 kW o maggiori, eccetto quelli da 35 kW, sono pilotati da motori Diesel. Tutti gli altri invece usano benzina.

Alle suddette generalità fanno eccezione i gruppi per impianti fissi PE-95-AF e PE-235-A che sono montati su slitta metallica, sono racchiusi in alloggiamenti di lamiera a pareti asportabili e comprendono sullo stesso basamento anche il pannello di controllo, il serbatoio del carburante (benzina) e le batterie di avviamento.

Secondo un'altra classificazione si possono distinguere i gruppi elettrogeni che forniscono corrente continua (con potenza da 0,25 a 5 kW da quelli che forniscono corrente alternata (con potenza da 0,3 a 100 kW). I gruppi sino a 2,5 kW sono di costruzione leggera e possono essere trasportati da uomini per brevi distanze. I gruppi da 4 kW a 30 kW dovranno essere trasportati mediante autocarri o rimorchi. I gruppi Diesel da 50 a 100 kW sono previsti per impianti permanenti o semipermanenti.

103 b – TIPI DI GRUPPI ELETTROGENI.

I principali gruppi in distribuzione nell'Esercito Italiano sono riportati nella seguente tabella 109.

TABELLA 109 - CARATTERISTICHE RIASSUNTIVE DEI PRINCIPALI GRUPPI ELETTROGENI IN DISTRIBUZIONE NELL' ESERCITO ITALIANO

Tipo	Impiego	Peso kg.	Carburante	Stabilizzazione	Tensione uscita V	Potenza uscita kW	Cos. φ
PE-95 (Americano)	Campale	617 tipi A, B, C 701 » F 706 » G, H	Benzina	Intrinseca (Automatica nel tipo F)	120 c. a. 240 c. a. (eccetto tipi A, B, C)	5 - tipi A,B,C,F 10 - » G, H	0,8 1
PE-197 (Americano)	Campale	360	Benzina	Automatica	120 c. a.	5	0,8
PE-75 (Americano)	Campale	200	Benzina	Meccanica	120 c. a.	2,5	1
PE-215-C (Americano)	Impianti fissi	2925	Nafta	Automatica	208 c. a. trifase 120 c. a. (tra fase e neutro)	50	0,8
ONAN modello 123 L (Inglese)	Campale	115	Benzina	Manuale	18 c. c. 24 c. c. 32 c. c.	1,26	—
MK1-CH1-395-5 (Inglese)	Campale	50	Benzina	Meccanica	15 c. c.	0,3	—
Folkmotor (Italiano)	Campale	165 (senza cofano e accessori)	Benzina	Automatica	120 c. a.	2,5	1
ST 1200 Guidetti (Italiano)	Campale	130	Benzina	Meccanica	10-18 c. c.	1,2-1,3	—
PV-400 Guidetti (Italiano)	Campale	34	Benzina	Meccanica	12 c. c. 24 c. c. (event.)	0,4	—
LA 46/CD 300 Lombardini (Italiano)	Campale	42	Benzina	Meccanica	12-15 c. c.	0,3	—

103 c – Impiego e manutenzione dei gruppi elettrogeni.

a) *Impiego.* I fattori fondamentali da tenere in considerazione sono due: la potenza occorrente per il motore e le previdenze da prendere allorchè si debba funzionare in climi freddi.

In relazione alla potenza, il tipo di motore dipende dalle condizioni in cui esso deve funzionare. Se l'equipaggiamento che deve essere alimentato dal gruppo è mobile o se comunque deve essere spostato frequentemente, dovranno essere impiegate unità leggere costituite da motori a benzina. Lo stesso dicasi se è disponibile energia dalla rete industriale e il gruppo elettrogeno sia di riserva, in quanto il motore a benzina offre la garanzia di una entrata in funzione molto rapida. Per installazioni permanenti o semipermanenti, in cui il gruppo debba esser usato con continuità, è preferibile che esso sia dotato di motore Diesel.

Il sovrariscaldamento costituisce, specialmente in climi caldi, il principale fattore di limitazione dell'impiego; quindi, oltre ai watt richiesti dall'equipaggiamento da servire, è bene conoscere i volt-ampere, ovvero il fattore di potenza, particolarmente quando la potenza richiesta è vicina alla capacità nominale del generatore. Se si prevede di spostare frequentemente il gruppo a mezzo di manovalanza sarà preferibile l'impiego di due o più apparati più piccoli, purchè il carico possa essere suddiviso in più carichi parziali separati. Benchè sia possibile far funzionare più unità in parallelo, è preferibile spezzare il carico in componenti separati e indipendenti a causa delle difficoltà che sorgono nel far funzionare i gruppi elettrogeni in parallelo, quali la ripartizione della potenza e messa in fase dei generatori.

Nelle zone di combattimento, l'impiego di un piccolo gruppo per ciascun impianto, anzichè di un gruppo più grande per servire parecchi impianti, è sempre preferibile al fine di assicurare la continuità del servizio.

In relazione alle previdenze da prendere nell'impiego in climi freddi, tenere disponibile l'anticongelante da introdurre nel sistema di raffreddamento nonchè il diluente da introdurre nel serpentino dell'olio. Potrà essere necessario l'impianto di riscaldamento del motore (circolazione dell'olio e del liquido di raffreddamento). Per riscaldare il liquido di raffreddamento). Per riscaldare il liquido di raffreddamento potrà usarsi il riscaldatore Miller OG31A, funzionante a 115 V. c.a. ovvero a 12 V. c.c. Come diluente da introdurre nel serpentino dell'olio, per facilitare l'avviamento, è generalmente impiegata la benzina la quale dovrà essere introdotta nel serpentino quando il motore è in funzione in modo che essa si mescoli bene con l'olio e circoli nel sistema di lubrificazione della macchina fino a raggiungere gli steli delle valvole. Quando l'olio nel serpentino è diluito con benzina, esso dovrà essere cambiato più frequentemente giacchè l'evaporazione della benzina attraverso lo sfiatatoio arricchisce l'olio di composti di piombo che ne diminuiscono le qualità lubrificanti.

b) *Manutenzione.* La manutenzione consiste in una serie di accertamenti e provvedimenti da svolgere ad intervalli regolari sia durante l'immagazzinamento dei gruppi, sia durante il loro funzionamento, allo scopo di prevenire i guasti e le eventuali impreviste interruzioni del servizio. La manutenzione deve essere fatta dagli operatori e dai magazzinieri che hanno in consegna i gruppi e deve consistere in provvedimenti di diversa natura come serraggio, pulizia, aggiustaggio e lubrificazione delle varie parti componenti. Perchè le operazioni di manutenzione abbiano successo occorre, da parte dell'operatore, una buona conoscenza del funzionamento e della costituzione interna ed esterna dei gruppi. Generalmente la manutenzione consisterà, per gruppi in funzione, in operazioni giornaliere, settimanali, mensili.

Giornalmente, pulire tutte le parti esterne dei gruppi; controllare l'avviamento, pulire il filtro e il condotto del carburante e controllare il livello della benzina e dell'olio.

Settimanalmente, pulire il serbatoio del carburatore, controllare lo stato d'uso dei conduttori di alimentazione delle candele, lavare la pompa dell'olio e, dove esista, controllare l'efficienza dell'interruttore automatico di minima (carica batterie). Ogni 25 ore di lavoro continuo occorrerà cambiare l'olio e lavare il basamento con nafta e benzina.

Mensilmente, controllare le spazzole della dinamo eccitatrice dell'alternatore, pulire il collettore con un pezzo di tela imbevuto di benzina, pulire i fori di lubrificazione dello spinotto e quelli del raschia olio. Cambiare l'olio del filtro dell'aria e lavare la maglia metallica. Pulire i contatti relativi e controllare la distanza delle puntine platinate del ruttore. Controllare l'efficienza dell'amperometro. Occorrerà inoltre tenere presenti le norme particolari che seguono:

— *Nei piccoli motori a scoppio a 4 tempi* che impiegano benzina con più di mezzo centimetro cubo di tetraetile di piombo per litro le candele di accensione richiedono usualmente di essere pulite dop,

un periodo di funzionamento variabile da 24 a 64 ore. La vita di dette candele è accorciata a circa 100 ÷ 150 ore di funzionamento. Per mantenere un funzionamento soddisfacente, togliere i depositi dall'interno della camera di combustione a intervalli di 24 ÷ 72 ore e smerigliare le valvole dopo intervalli di funzionamento variabili da 100 a 200 ore. Più grande è la cilindrata del motore, minore sarà la manutenzione occorrente per le candele e le valvole. I motori a scoppio a 4 tempi di maggiori dimensioni, funzionanti generalmente a 1800 giri al minuto, con potenza nominale da 10 a 35 HP e usati in connessione a generatori elettrici da 5 kW a 15 kW, possono funzionare sicuramente per periodi di tempo più lunghi senza richiedere manutenzione. In tali complessi le candele possono esser pulite dopo 64 ore di funzionamento. La vita delle candele è limitata a circa 250 ÷ 300 ore. Questi motori a scoppio a 4 tempi, di maggiori dimensioni, richiedono la rimozione dei depositi dalle camere di combustione a intervalli di 20 ÷ 250 ore e lo smerigliamento delle valvole dopo 400 ÷ 500 ore di funzionamento.

— *Nei piccoli motori a scoppio a 2 tempi* funzionanti a velocità di 3400 ÷ 4800 giri al minuto e aventi potenze nominali da ½ HP a 7 ½, la manutenzione delle candele è comparabile a quella occorrente per i piccoli motori a scoppio a 4 tempi funzionanti nelle stesse condizioni. Poichè i motori a scoppio a 2 tempi sono di progetto più semplice e non impiegano un meccanismo complicato per le valvole, la manutenzione per la camera di combustione e per le valvole diviene molto più semplice e non richiede il tempo, il materiale e il personale specializzato che invece occorrono per la manutenzione dei motori a scoppio a 4 tempi.

104. Rete industriale civile.

104 a – GENERALITÀ.

Nei vari paesi del mondo la rete industriale fornisce corrente continua (c. c.) e corrente alternata (c. a.). Le frequenze disponibili sono comprese fra 20 e 76 periodi e le tensioni alternative da 100 a 260 volt e oltre. Non essendo conveniente adeguare gli apparati a tutte le tensioni e frequenze esistenti, sono state scelte per essi delle tensioni tipo 115 e 230 volt + il 10 % e frequenze tipo di 50 ÷ 60 periodi. Nei luoghi in cui l'energia erogata esca da questi limiti si impiegano dei gruppi elettrogeni e dove si discosti la tensione, ma rientri nei limiti la frequenza, si useranno trasformatori con avvolgimenti primari a prese multiple. Anche dove la rete industriale a c. a. sia facilmente utilizzata, sarà sempre buona norma prevedere dei gruppi elettrogeni di poter mettere rapidamente in funzione in caso di interruzione della rete stessa. Le reti a c. c. generalmente non sono di pronta utilizzazione, salvo il caso di impianti di telescriventi che abbiano i motori predisposti per il funzionamento sia in c. c. che in c. a. Queste reti peraltro sono ormai limitate a pochissimi paesi, fatta eccezione per le reti ferroviarie che, per essere a tensione elevate, non risultano essere direttamente utilizzabili. D'altra parte queste reti sono alimentate a loro volta con correnti alternate, per cui potrà essere sempre preferibile risalite alla fonte in c. a. anzichè attaccarsi direttamente alla linea in c. c.

Nella seguente tabella 110 sono riportare le tensioni e le frequenze esistenti nelle varie città italiane.

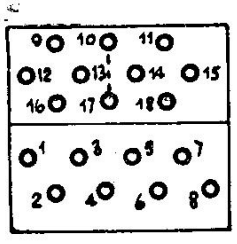
TABELLA 110 - FREQUENZE E TENSIONI ESISTENTI NELLE VARIE CITTÀ ITALIANE (*Aprile 1954*)

Città	Tipo di corrente (c. a. o c. c.)	Fasi	Periodi	Voltaggio
Alessandria	c. a.	3	50	160/280
Aosta	c. a.	3	50	150/260
Ascoli Piceno	c. a.	3	50	145/250
Avellino	c. a.	3	50	150/260
Bari	c. a.	3	50	150/260
Belluno	c. a.	3	50	127/220
Bergamo	c. a.	3	50	160/280
Bologna	c. a.	3	50	127/220
Bolzano	c. a.	3	50	120/120
Brescia (1)	c. a.	3	42	127/220
Cagliari	c. a.	3	50	150/260
Caltanissetta	c. a.	3	50	150/260
Capri (Isola) (1)	c. a.	3	42	127/220
Catania	c. a.	3	50	150/260
Cremona (1)	c. a.	3	42	127/220
Faenza (1)	c. a.	3	42	127/220
Ferrara	c. a.	3	50	127/220
Firenze	c. a.	3	50	160/280
»	c. c.	—	—	150/300
Foggia	c. a.	3	50	127/220
Frosinone	c. a.	3	50	150/260
Genova	c. a.	3	50	125/220/160
Lecce	c. a.	3	50	150/260
Livorno	c. a.	3	50	160/280
Lucca	c. a.	3	50	160/280
Messina	c. a.	3	50	150/260
Milano	c. a.	3	50	160/220/280
Modena (1)	c. a.	3	42	127/220
Modica	c. a.	3	50	150/260
Monza (1)	c. a.	3	42	127/220
Napoli	c. a.	1-3	50	150/220/260
Novara	c. a.	3	50	127/220
Padova	c. a.	3	50	127/220
Palermo	c. a.	3	50	150/260
Piacenza (1)	c. a.	3	42	127/220
Pisa	c. a.	3	50	110/190
Ragusa	c. a.	3	50	150/260
Roma	c. a.	3	50	125/220
Salerno	c. a.	3	50	150/260
Siracusa	c. a.	3	50	150/260
Taranto	c. a.	3	50	150/260
Torino	c. a.	3	50	120/220
Udine (1)	c. a.	3	42	127/220
Città Vaticano	c. a.	3	45	125/220
Venezia (1)	c. a.	3	42	125/220
Verona (1)	c. a.	3	42	127/220

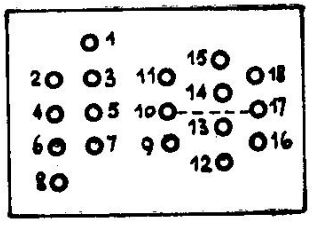
(1) Tutte le correnti a 42 periodi saranno progressivamente convertite a 50 periodi.

104 b – TRASFORMATORI.

I trasformatori usati negli impianti fissi sono in genere monofasi e progettati per funzionare con una corrente a 50-60 cicli, sono muniti di diverse prese per le varie tensioni e possono essere connessi in modo da innalzare o abbassare la tensione di una singola fase o possono essere raggruppati per costituire un complesso trifase. In generale il primario o avvolgimento di ingresso di tutti i trasformatori tipo TF consiste di quattro bobine separate. Connettendo questi quattro avvolgimenti in serie, parallelo, e serie-parallelo, possono essere trasformate le tensioni comprese fra i 108 e 528 volt in 120 volt, 240 volt o 120-240 volt. Tutti questi trasformatori hanno come secondario o uscita due avvolgimenti i quali possono essere connessi in serie per 240 volt, 2 ovvero 3 fili e in parallelo per 120 volt, 2 fili. Questi trasformatori sono raffreddati ad aria e debbono essere installati in luogo ventilato e protetto dagli agenti esterni. Un esempio della disposizione dei terminali dei trasformatori TF5, TF7, TF9, TF10-A è mostrato in figura 109.

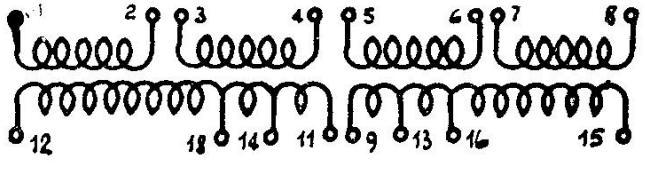


Morsettiera terminale di trasformatori G.E.CO. per 10 kVA ed oltre



Morsettiera terminale di trasformatori G.E.CO. per oltre 10 kVA

diagramma degli avvolgimenti



I terminali 10 e 17 non sono connessi all'avvolgimento del trasformatore. Essi sono uniti assieme, sotto la morsettiera e sono usati quando i terminali 9-11 o 16-18 debbono essere connessi con cavallotti.

Connessioni di ingresso al primario		Connessioni al secondario	
linee su 1 e 8		120 V-2 fili linee su 12 e 15	240/120 V- 3 fili linee su 12-17-15
V	connettere	connettere	connettere
108	1 + 3 ÷ 5 + 7	9 ÷ 12 E 11 + 15	9 10 11
120	E	12 ÷ 13 E 14 ÷ 15	10 13 14
132	2 + 4 ÷ 6 + 8	12 + 16 E 15 + 18	16 17 18
216	1 + 3	9 + 12 E 11 ÷ 15	9 10 11
240	2 + 4 ÷ 5 + 7	12 + 13 E 14 + 15	10 13 14
264	6 ÷ 8	12 + 16 E 15 + 18	16 17 18
432	2 ÷ 3	9 + 12 E 11 ÷ 15	9 10 11
480	4 + 5	12 ÷ 13 E 14 + 15	10 13 14
528	6 + 7	12 + 16 E 15 ÷ 18	16 17 18

FIG. 109 – *Disposizione dei terminali dei trasformatori TF - 5, 7, 9, 10-A.*

Quando i trasformatori tipo TF sono usati per alimentare un carico monofase da circuiti trifasi, evitare il sovraccarico di uno o più conduttori monofasi del circuito o l'apprezzabile sbilanciamento dei carichi di fase. Le capacità di questi trasformatori sono date dalla seguente tabella 111.

TABELLA 111 - CAPACITÀ DEI TRASFORMATORI TIPO TF

Tipo del trasformatore	Capacità in kVA
TF 5	1,5
TF 6	3,0
TF 7	7,5
TF 8	15,0
TF 9	37,5
TF 10	75,0

105. Criteri di massima da seguire per il progetto di un sistema di alimentazione.

Il progetto di un sistema di alimentazione dovrà risultare dalla considerazione di due diverse categorie di fattori: di ordine militare e di ordine tecnico.

I fattori militari influenzeranno il progetto sia in funzione della situazione logistica (disponibilità di mezzi, comunicazioni, rifornimenti) sia in funzione della situazione tattica (tempo disponibile, presenza del nemico, generazione di rumori rilevatori, mobilità degli impianti, bilancio del tempo di funzionamento).

I fattori tecnici sono subordinati a quelli militari e terranno conto principalmente del genere e del numero delle apparecchiature che debbono essere alimentate, delle condizioni climatologiche, della presenza in sito di reti di alimentazione. Primo passo da compiere per l'esecuzione del progetto, sarà l'osservare se le apparecchiature da mettere in servizio abbiano caratteristiche di alimentazione fra loro analoghe ovvero completamente diverse. In questo secondo caso esse dovranno essere raggruppate per tipi, onde formare dei blocchi di alimentazione. Ad esempio una prima suddivisione potrà farsi fra apparecchiature che richiedono corrente alternata e apparecchiature che richiedono corrente continua. Le apparecchiature funzionanti in alternata saranno poi raggruppate a secondo della frequenza: ad esempio 50-60 e 400 periodi.

Successivamente dovrà considerarsi la convenienza di stabilire un'unica fonte di energia ovvero più fonti. Salvo il caso di limitatissimi sistemi di alimentazione o di apparecchiature veicolari sarà sempre buona norma prevedere più fonti, sia per diminuire il danno eventuale dell'offesa nemica, sia per poter stabilire una rotazione nel servizio delle varie fonti e assicurare in tal modo la manutenzione. Si dovrà poi scegliere fra l'utilizzazione della rete industriale, ove esista, e l'impiego di gruppi elettrogeni. In generale sarà sempre preferibile utilizzare la rete, ma sarà indispensabile tenere dei gruppi di riserva per le mancanze improvvise di corrente, che potranno essere causate dall'offesa aerea. Stabiliti i gruppi di alimentazione e le fonti di cui servirsi si dovrà paragonare queste con quelli onde stabilire se l'energia disponibile è in quantità tale da soddisfare la domanda e se occorrono elementi intermedi per poter portare l'energia alla forma adatta, richiesta dai vari gruppi di alimentazione, mediante l'impiego di trasformatori, raddrizzatori, convertitori. Generalmente i vibratori, gli invertitori, i survoltori e i dinamotori costituiscono parte integrante degli apparati per cui questi organi in linea di massima non dovranno essere considerati nel progetto. Porre particolare attenzione nella scelta del luogo e dei locali ove sistemare gli impianti, nella scelta delle sezioni dei conduttori delle linee ed inoltre prevedere l'installazione di quadri di controllo dell'energia atti ad assicurare il servizio mediante la ripartizione e la rotazione delle fonti, nonchè la protezione da sovraccarichi che potrebbero danneggiare le apparecchiature o gli impianti.

Nella seguente tabella 112 sono riportate le correnti ammissibili per determinate sezioni di conduttori in rame (per temperatura ambiente di 25° e sovratemperatura ammessa di 20°):

TABELLA 112 - CORRENTI AMMESSE IN VARIE SEZIONI DI CONDUTTORI IN RAME

(*Dal manuale « Colombo »*).

Sezione in mm²	10	20	31,5	50	100	125	180	250	315
Corr. ammiss. in A . .	65	85	115	155	250	270	350	410	510

Per i conduttori in alluminio e alluminio e acciaio, la densità di corrente ammissibile riferita alla sezione di alluminio è circa l'80 %.

Le caratteristiche delle corde di rame sono riportate nella seguente tabella 113:

TABELLA 113 - CARATTERISTICHE DELLE CORDE DI RAME (*Dal manuale « Colombo »*)

Sez. nomin. mm²	Formazione, numero e diametro dei fili	Somma delle sezioni rette dei fili mm²	Diametro circoscr.	Peso kg/km	Minimo carico di rottura	Resistenza elettrica a 20° ohm/km
20	7 × 1,90	19,85	5,70	180,0	716	0,9130
25	7 × 2,10	24,25	6,30	219,9	875	0,748
31,5	7 × 2,40	31,67	7,20	287,2	1.143	0,572
40	7 × 2,70	40,08	8,10	363,4	1.447	0,453
50	7 × 3,00	49,48	9,00	448,7	1.786	0,366
50	19 × 1,80	48,35	9,00	442,7	1.710	0,379
63	19 × 2,10	65,81	10,50	602,6	2.326	0,278
80	19 × 2,30	78,94	11,50	723,1	2.790	0,232
100	19 × 2,60	100,9	13,00	923,7	3.565	0,1814
112	19 × 2,80	117,0	14,00	1.071	4.135	0,1564
125	37 × 2,10	128,2	14,70	1.179	4.383	0,1435
140	37 × 2,25	147,1	15,75	1.354	5.031	0,1250
160	37 × 2,35	160,5	16,45	1.477	5.488	0,1146
180	37 × 2,50	181,6	17,50	1.671	6.212	0,1013
200	37 × 2,60	196,4	18,20	1.807	6.717	0,0937
250	37 × 2,90	244,4	20,30	2.249	8.358	0,0753
315	37 × 3,20	297,6	22,40	2.738	10.177	0,0618

Per corde di alluminio: moltiplicare i pesi per 0,3; i carichi di rottura per 0,45 e la resistenza elettrica per 1,6.
Per corde in lega di alluminio moltiplicare rispettivamente per 0,3; 0,9 e 1,8.

Le caratteristiche dei conduttori in alluminio-acciaio sono riportate nella seguente tabella 114:

TABELLA 114 — CARATTERISTICHE DEI CONDUTTORI IN ALLUMINIO-ACCIAIO

(*Dal manuale « Colombo »*)

Somma delle sezioni rette dei fili componenti mm²		Formazione numero e diametro dei fili mm			Diametro circoscritto mm	Peso approssimato kg/km	Carico di rott. a trazione kg	Resist. elettr. a 20° C ohm/km
Mantello in alluminio	Anima in acciaio	Mantello in alluminio	Anima in acciaio	Totale				
6 × 1,90	1 × 1,90	17,01	2,84	19,85	5,70	69,2	617	1,703
6 × 3,00	1 × 3,00	42,41	7,07	49,48	9,00	172,3	1.498	0,683
26 × 1,80	7 × 1,40	66,16	10,78	76,94	11,40	270,3	2.402	0,442
26 × 2,10	7 × 1,64	90,05	14,79	104,84	13,32	370,0	3.240	0,325
30 × 1,90	7 × 1,90	85,06	19,85	104,91	13,30	395,5	3.736	0,344
30 × 2,10	7 × 2,10	103,91	24,25	128,16	14,70	490,0	4.565	0,282
26 × 2,25	7 × 1,75	103,38	16,84	120,22	14,25	422,3	3.704	0,283
26 × 2,50	7 × 1,95	127,63	20,90	148,53	15,83	522,4	4.525	0,229
30 × 2,50	7 × 2,50	147,26	34,36	181,62	17,50	684,6	6.178	0,199
30 × 2,80	7 × 2,80	184,73	43,10	227,83	19,60	859,0	7.749	0,158
30 × 3,00	7 × 3,00	212,06	49,48	261,54	21,00	986,0	8.792	0,138
30 × 3,20	7 × 3,20	241,27	54,30	297,57	22,40	1.122,0	9.525	0,121
54 × 2,90	7 × 2,90	356,68	46,24	402,92	26,10	1.372,0	10.925	0,083
30 × 3,85	19 × 2,30	349,20	78,99	428,19	26,90	1.613	14.200	0,0838
30 × 4,20	19 × 2,50	415,63	93,27	508,90	29,30	1.918	16.800	0,070

PARTE II

TELEFONIA

CAPITOLO 1.

ELEMENTI DELLA TRASMISSIONE TELEFONICA

201. La voce.

La forma d'onda della voce è molto irregolare, con andamento marcatamente a picchi e corrispondenti accentuate variazioni nel contenuto d'energia. Le vocali contengono una o più zone di risonanza ed apportano una quantità d'energia maggiore. Le consonanti normalmente contengono una quantità d'energia minore e comprendono spesso le frequenze più elevate; esse contribuiscono in modo essenziale alla buona articolazione della parola.

La figura 201 mostra la distribuzione dell'energia nelle varie frequenze; il punto di massimo contenuto energetico può risultare spostato entro un'ottava circa, rispetto a quello indicato, al variare del sesso e dell'età.

Le frequenze contenute nella voce vanno da 100 cicli fin oltre 5 o 6 kc; è possibile, però sopprimere una parte delle frequenze ai due estremi di tale gamma senza distruggere la buona intelligibilità, che risulta pienamente soddisfacente quando la banda trasmessa si limita da 400 a 3400 cicli.

Ad una voce normale corrisponde una potenza acustica media di circa 20 μW; una voce allenata può giungere ad una media di circa 300 milliwatt.

202. L'udito.

a) L'intensità di un suono in un punto è espressa dalla misura della pressione esercitata dall'onda sonora in quel punto, in dine per cmq. Il valore misurato della pressione non è però, indicativo della intensità di sensazione (volume) percepita dall'orecchio umano. Tale sensazione è fenomeno soggettivo; esso nella media tra molti individui, segue la legge della figura 202 (Weber-Fechner), che rappresenta l'audiogramma normale.

L'orecchio umano normale è sensibile a frequenze comprese tra 20 e 20.000 cicli circa; il campo di percettibilità è limitato da un valore dell'energia sonora, diverso per le varie frequenze e denominato *soglia di udibilità*, e da un valore massimo delle stesse grandezze, pure diverse per le varie frequenze, denominato *soglia del dolore*. L'area compresa tra le due curve limiti (soglie) corrisponde al campo di udibilità normale e la sua ampiezza nel senso dell'energia è assai variabile con la frequenza, risultando massima attorno ai 1000 cicli.

L'intensità della sensazione dell'orecchio non aumenta in rapporto diretto con l'aumento dell'energia, bensì in rapporto all'aumento dell'energia rispetto al livello d'energia precedente. L'orecchio registra aumenti uguali di sensazione (volume) quando la pressione del suono aumenta di uguali rapporti; ciò equivale a dire che la sensibilità dell'orecchio varia con legge logaritmica.

Il minimo valore di variazione relativa di energia occorrente affinchè l'orecchio percepisca con sicurezza una variazione di sensazione e di all'incirca 1/10, cioè di 1 decibel

b) L'audiogramma normale indica il variare della sensibilità dell'orecchio in relazione alla frequenza ed al livello del suono. Però, quando il suono è un componente della voce, più che l'intensità della sensazione (volume) che esso apporta all'orecchio, è importante il contributo che esso fornisce all'intelligibilità, cioè all'articolazione della parola. Le frequenze più elevate della voce, pur avendo un contenuto energetico mediamente inferiore, danno un contributo maggiore all'intelligibilità, e viceversa, con l'andamento indicato alla figura 203. Da essa appare, ad esempio, che le frequenze superiori ad 1 kc, pur contribuendo in misura minore al volume complessivo, rispetto a quelle di 1 kc di pari livello (fig. 202) e pur contenendo in media minore energia (fig. 201), contribuiscono maggiormente alla intelligibilità della conversazione.

La soppressione della banda tra 0 e 400 cicli riduce l'articolazione del 4 % ed il contenuto energetico del 55 %; la soppressione delle frequenze al disopra dei 3400 cicli riduce l'articolazione del 15 % e l'energia del 6 %.

La banda da 400 a 3400 cicli presenta una articolazione di circa l'80 % ed un contenuto energetico di circa il 40 %, rispetto alla banda completa delle frequenze contenute nella voce. Si tenga, però, presente che l'80 % di articolazione corrisponde a circa il 100 % di intelligibilità in una conversazione coerente.

203. Microfoni e ricevitori telefonici.

a) Il trasmettitore telefonico, comunemente denominato *microfono*, ha il compito di trasformare le onde sonore in onde elettriche; è, cioè, un trasduttore meccanico-elettrico. Reciprocamente il ricevitore telefonico è un trasduttore elettro-acustico.

b) *Microfoni telefonici*. Generalmente assumono la forma di una capsula incorporata nel microtelefono. Per usi particolari, ad esempio in ambienti molto rumorosi, od ove occorra lasciare disimpegnate le mani dell'utente, o per compatibilità con maschere antigas, possono essere resi applicabili sul collo (laringofoni) od al labbro superiore (nasifoni o labbrofoni).

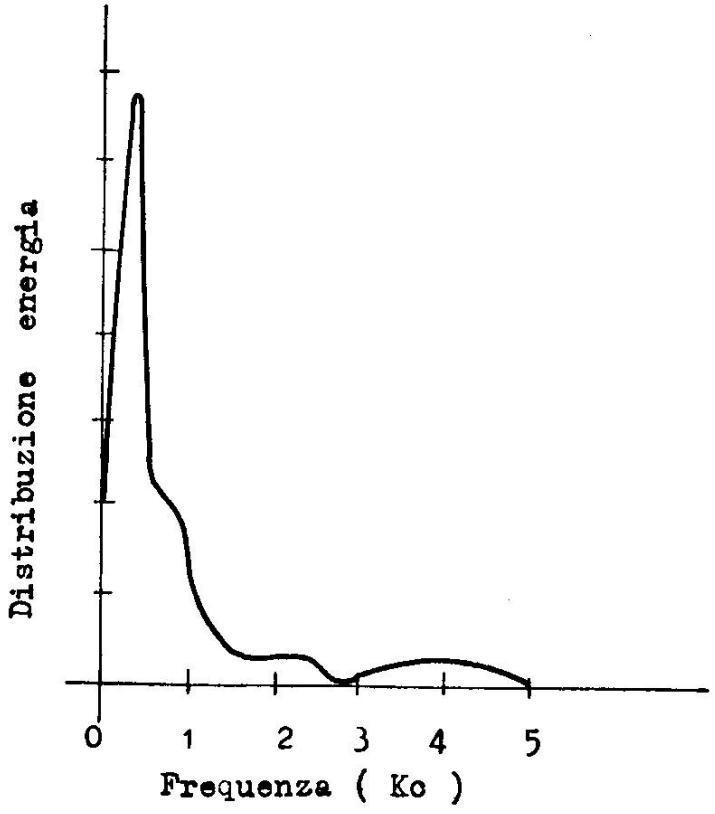


FIG. 201 - *Distribuzione media dell'energia nella voce.*

Benchè la quantità di energia captata da un laringofono non sia molto minore di quella di un microfono a mano nel complesso, essa è minima per le componenti della voce generata nella cavità orale o nasale. La perdita di articolazione conseguente comporta per il laringofono una minore trasmissione di circa 15 *db*.

Il labbrofono (nasifono), per la posizione anatomica di cui è applicato capta una quantità di energia sonora minore di un normale microfono a mano senza però deterioramento dell'articolazione. La minore trasmissione attribuibile al labbrofono, rispetto al microfono a mano, è di circa 5 *db*.

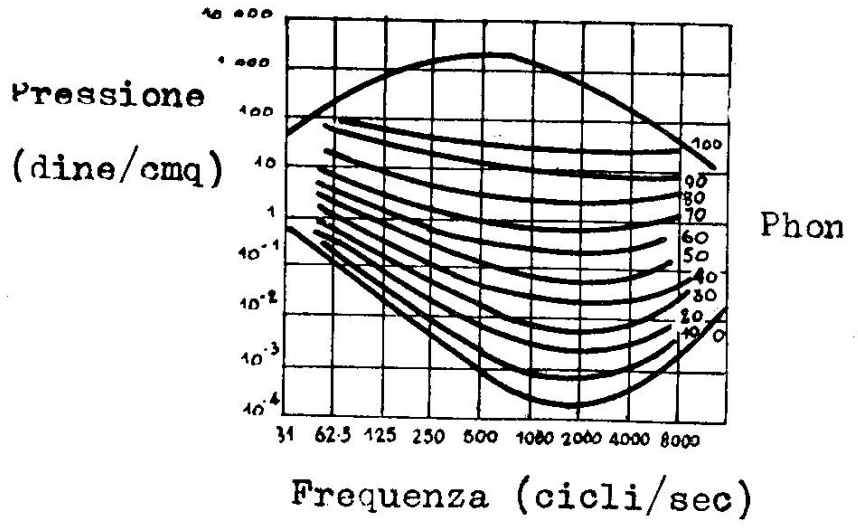
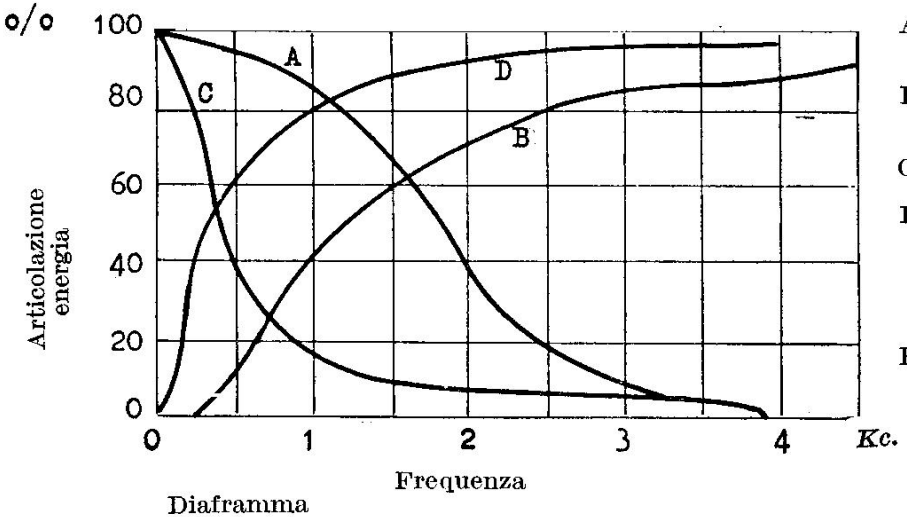


FIG. 202 - *Audiogramma medio.*

Per l'impiego in ambienti molto rumorosi il microfono telefonico viene reso spiccatamente direttivo, cioè con sensibilità massima ristretta nella sola direzione di provenienza della voce dell'utente. A tale categoria appartengono anche i microfoni differenziali, per laringofoni e labbrofoni, in cui il diaframma è colpito dall'onda sonora di provenienza lontana (rumori) con uguale forza su entrambe le faccie e con effetto nullo, mentre la voce, di provenienza vicina, agisce con maggior forza su una delle faccie del diaframma, determinando essa sola la trasmissione.

c) *Microfono a carbone.*

1) Nella sua forma più semplice (fig. 204) consiste in una capsula parzialmente riempita di granuli o polvere di carbone. Quando il diaframma non è mosso da onde sonore, la massa del carbone è a riposo e presenta alla batteria una resistenza costante. Ad esempio, tale resistenza può essere di 50 ohm, e con una resistenza di carico in



A - *Articolazione con soppressione frequenze inferiori a 500 cicli.*

B - *Articolazione con soppressione frequenze superiori a 500 cicli.*

C - *Energia con soppressione frequenze inferiori a 500 cicli.*

D - *Energia con soppressione frequenze superiori a 500 cicli.*

FIG. 203 - *Energia, articolazione e frequenza.*

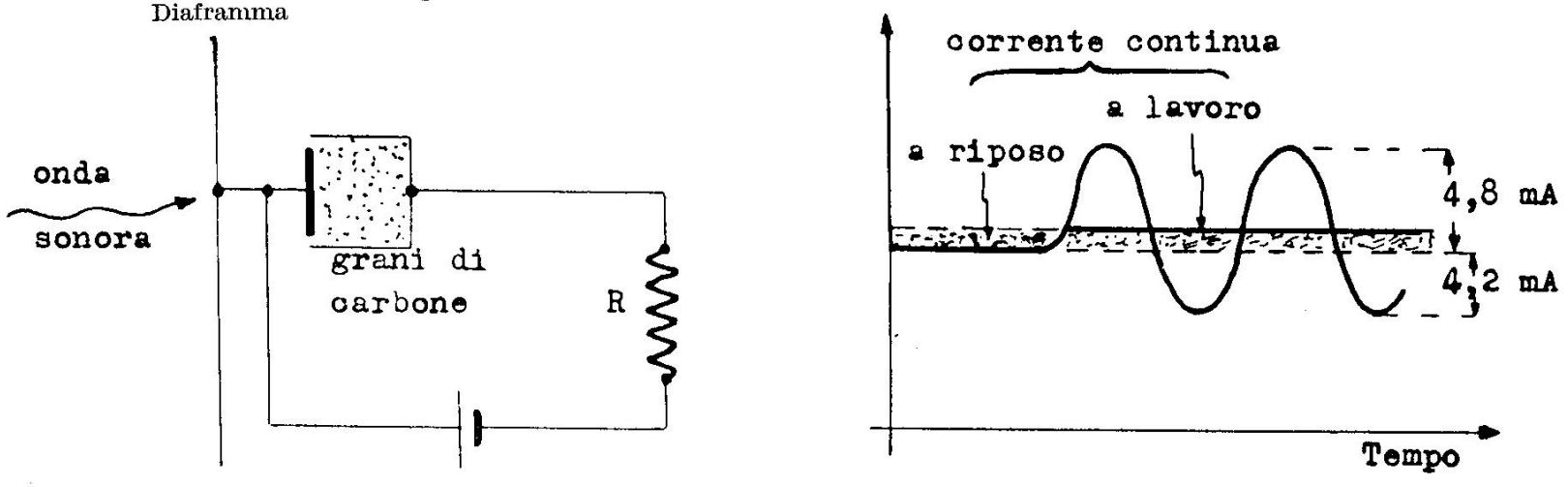


FIG. 204 - *Microfono a carbone semplice.*
Quando eccitata dall'onda sonora, la massa dei granuli di carbone presenta una resistenza media inferiore di quella allo stato di riposo, ed una resistenza istantanea proporzionale allo spostamento del diaframma.

circuito di 50 ohm ed una batteria da 6 volt [fig. 207 (a)], a riposo circolerebbe una corrente continua di 60 mA. Quando un'onda sonora colpisce il diaframma, nelle alternanze positive provoca un aumento della pressione sui granuli di carbone, abbassandone la resistenza per l'aumento delle superfici di contatto: nelle alternanze negative la pressione sui granuli diminuisce, provocando un aumento della resistenza elettrica. Se l'aumento e la diminuzione della resistenza elettrica del microfono è dal 15 %, la corrente circolare presenterebbe un valore massimo di 6,48 mA ed un minimo di 5,58 mA; ciò equivale ad un picco di massima nella componente alternativa di 4,8 mA ed un picco di minima di 4,2 mA, non simmetrico rispetto al valore a riposo della corrente continua. Ciò caratterizza la presenza della distorsione e conseguente generazione di armoniche, che è inerente a qualsiasi microfono a resistenza variabile ed è all'incirca proporzionale al rapporto tra la resistenza massima presentata dal microfono e la sua resistenza a riposo. Per tale distorsione il microfono introduce in linea armoniche e subarmoniche che non sono presenti nell'onda sonora. La seconda armonica e la seconda subarmonica sono le più importanti e particolarmente quest'ultima, data l'elevata sensibilità che presentano in genere i ricevitori telefonici attorno ai 900 cicli.

Altro effetto della risposta non lineare del microfono a carbone è la produzione di frequenze estranee dovute alla intermodulazione di due o più frequenze contemporaneamente presenti all'ingresso.

2) L'energia sonora captabile direttamente da un microfono è dell'ordine di 10 microwatt, o meno. La corrispondente energia elettrica immessa in linea dal microfono a carbone tipico di cui all'esempio precedente risulta [fig. 207 (*b*)]:

— valore efficace della componente alternata: Ia = 4,4·0,707 = = 3,18 mA;

— caduta di tensione sulla resistenza di carico R_L: E = 0,159 volt;

— potenza corrispondente sulla R_L: $P = E^2/R_L$ = 0,506 mW,

cioè circa mezzo milliwatt, in confronto a 10 microwatt di potenza acustica eccitante. Il microfono a carbone, quindi, oltre cha trasduttore è anche amplificatore.

3) Il microfono può essere considerato un generatore di corrente alternata e come tale è soggetto alla condizione di massimo trasferimento d'energia al carico soddisfatta praticamente quando il carico presenta una resistenza ohmica uguale a quella del microfono. Poichè i microfoni a carbone hanno una resistenza di qualche decina di ohm, non possono essere collegati direttamente alle linee telefoniche, aventi impedenza caratteristica di alcune centinaia di ohm alle frequenze vocali, e richiedono l'intermediario di un adattamento d'impedenza, rappresentato generalmente dalla bobina d'impedenza.

Ai fini dell'alimentazione i diversi tipi di microfono a carbone possono essere classificati in due categorie principali:

— microfoni a carbone a bassa resistenza (alto consumo), che presentano una resistenza di circa 50 ohm e funzionano soddisfacentemente con valori di corrente continua compresi tra 30 e 200 mA; sono principalmente quelli di origine U.S.A.;

— microfoni a carbone ad alta resistenza (basso consumo), con una resistenza interna di circa 200 ohm e che funzionano soddisfacentemente con valori di corrente continua compresi tra 10 e 40 mA ed anche meno; sono principalmente di origine europea.

4) Oltre ad un tasso di distorsione, il microfono a carbone presenta un rumore di fondo costante, dovuto ad effetto di granulaziene del carbone, ed è soggetto all'impastamento della massa di carbone e conseguente inefficienza, quando percorso da corrente eccessiva. In merito, va tenuto presente che la sua resa in energia elettrica a frequenza vocale è direttamente proporzionale al valore della corrente continua di alimentazione solo entro limiti relativamente ristretti; oltre un certo valore ottimo della corrente continua la resa del microfono tende a rimanere costante.

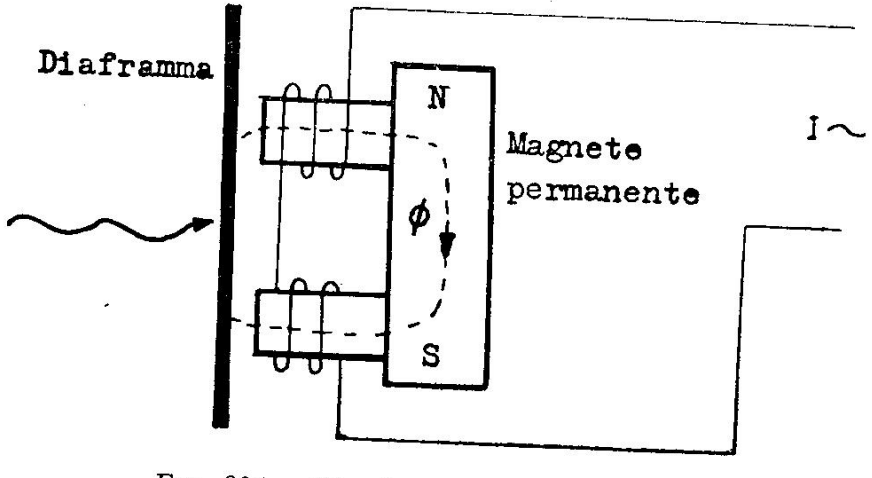


FIG. 205 – *Ricevitore telefonico ordinario. È reversibile in microfono magnetico.*

L'impiego del microfono a carbone all'infuori del campo telefonico, in cui la sua caratteristica di amplificatore è determinante, è generalmente limitata.

d) *Microfono magnetico.*

Il principio di funzionamento di questo microfono è illustrato alle figure 205 e 206. Il tipo comunemente adottato nella telefonia è quello della figura 205, analogo al ricevitore telefonico comune. La risposta di questo microfono può essere eccellente, rispetto al microfono a carbone, ma energeticamente la sua uscita è molto minore appartenendo tale microfono alla categoria « generatori », in cui l'energia elettrica trasmessa in linea deriva direttamente dalla conversione dell'energia sonora captabile (10 microwatt) ed è una frazione di questa. Rispetto agli ordinari microfoni a carbone presenta, quindi, una trasmissione minore, di circa 25 *db* nel caso tipico del telefono magnetico TP-3 di origine U.S.A.

Poichè i microfoni magnetici possono essere costruiti con valore di resistenza ohmica propria elevata (600 ohm), generalmente non richiedono la bobina d'impedenza per il collegamento alla linea telefonica.

e) *Ricevitore telefonico.*

Il suo principio di funzionamento è illustrato alla figura 206. In esso il diaframma svolge da solo la funzione sia di elemento motore che di elemento irradiatore acustico. L'analisi matematica del funzionamento di tale ricevitore mostra che la sua sensibilità e la potenza della sua uscita acustica aumentano in proporzione con la magnetizzazione del suo magnete permanente. Inoltre, una magnetizzazione insufficiente provoca l'emissione di note acustiche a frequenza doppia di quella delle correnti elettriche ricevute (fig. 208). La riproduzione acustica della frequenza corretta è proporzionale al prodotto della magnetizzazione permanente per la magnetizzazione prodotta dalla corrente a frequenza vocale.

La magnetizzazione prodotta dalla corrente a frequenza vocale provoca anche vibrazioni del diaframma a frequenza doppia di quella fondamentale, cioè un prodotto indesiderabile di distorsione non lineare, contenuto in valori minimi quando la magnetizzazione permanente è molto grande rispetto a quella alternata.

Oltre alla distorsione non lineare il ricevitore è affetto da distorsione di frequenza, cioè presenta una efficienza maggiore ad alcune frequenze, rispetto ad altre. Tale forma di distorsione è resa minima nei moderni ricevitori « equalizzati ». Alla figura 209 sono riportate a titolo illustrativo le curve di risposta di un ricevitore non equalizzato e di uno equalizzato.

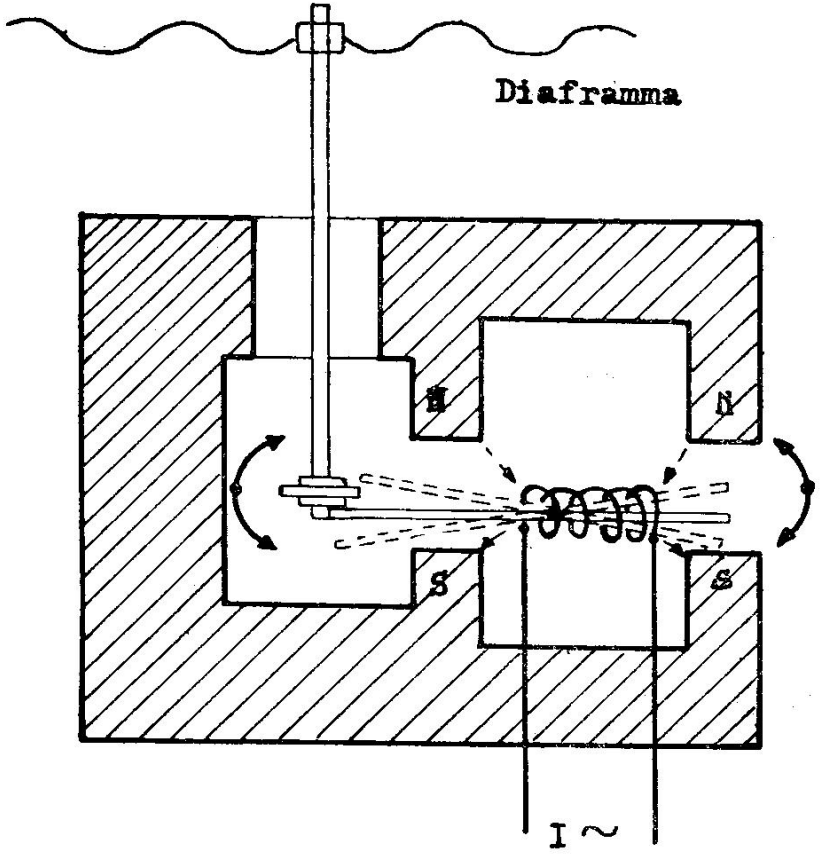
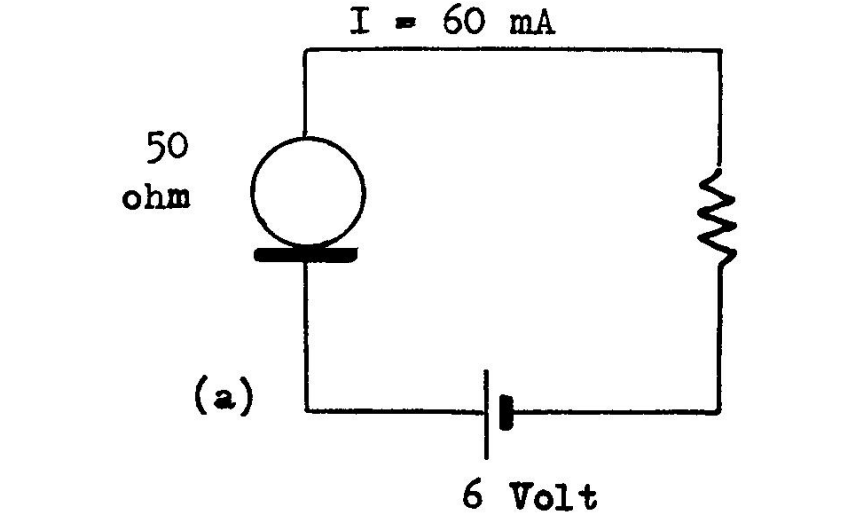


FIG. 206 – *Microfono magnetico.*
Gli spostamenti dell'armatura, solidale al diagramma, provocano alternativamente l'inversione del campo magnetico concatenato con la bobina e conseguentemente f.e.m.i. in essa.



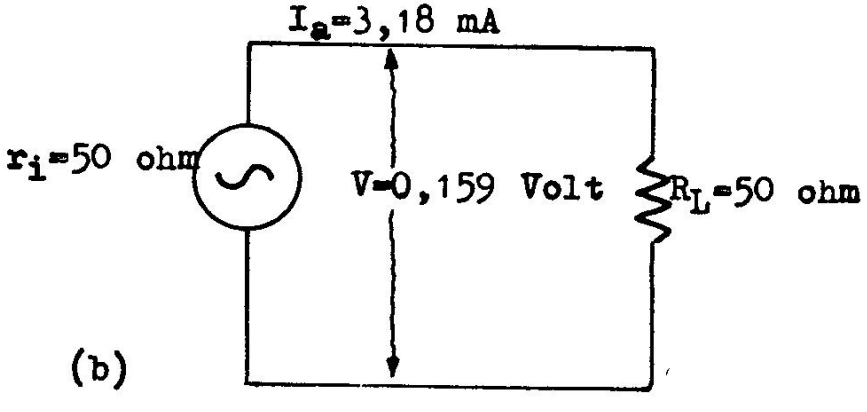
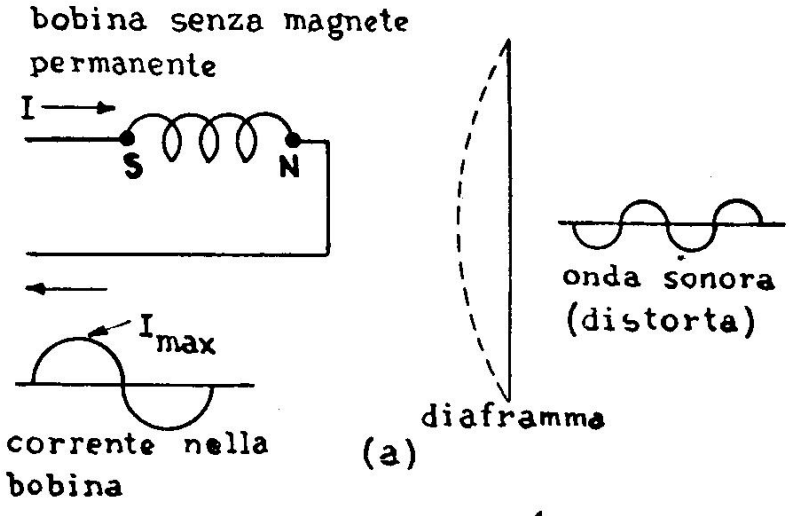


FIG. 207 - *Analisi del funzionamento del microfono a carbone.*



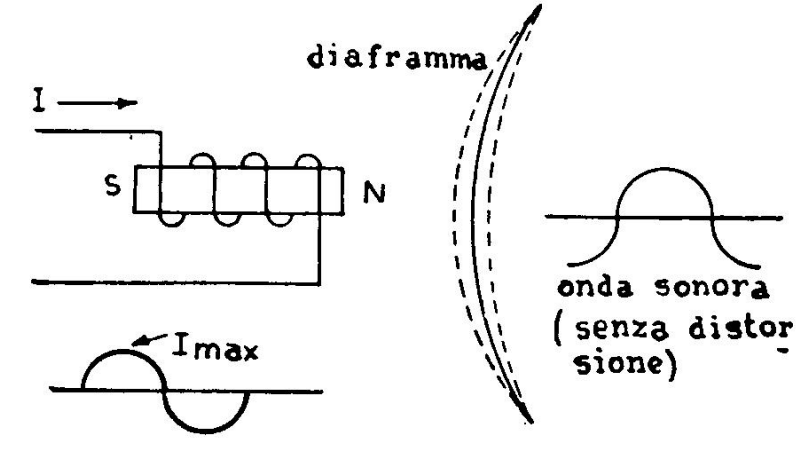


FIG. 208 - *Analisi del funzionamento del ricevitore telefonico.*

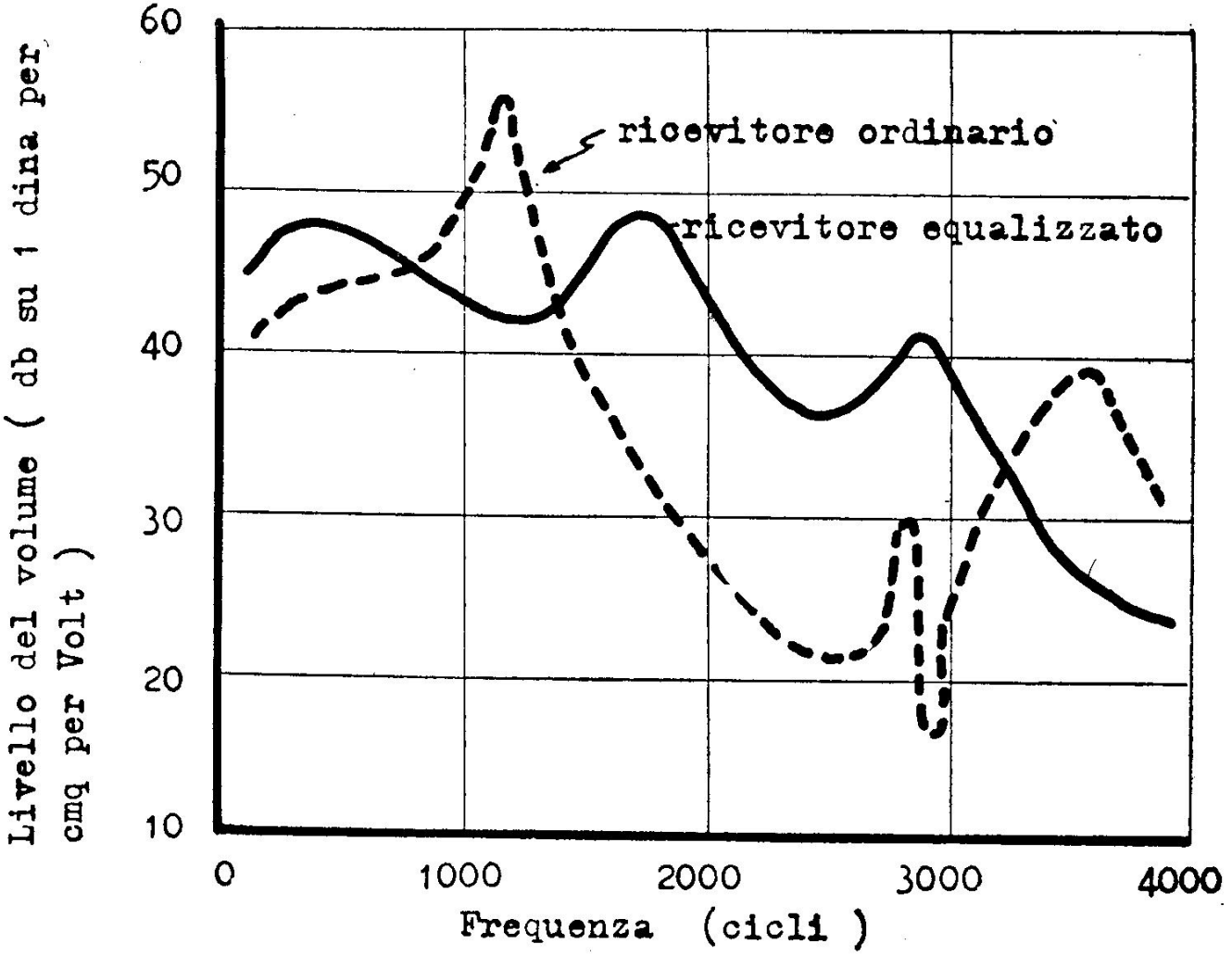


FIG. 209 – *Curve di risposta tipiche del ricevitore telefonico.*

La resistenza a corrente continua di un ricevitore telefonico varia entro ampi limiti tra ricevitori di tipo diverso e di diversa fabbricazione. Valori tipici sono quelli compresi tra 500 e 1000 ohm. L'impedenza a corrente alternata varia ancora maggiormente con i tipi e la fabbricazione, la frequenza e le condizioni di servizio.

Nelle migliori condizioni, il rendimento acustico di un buon ricevitore telefonico non supera l'1 %. Tuttavia tale tipo di ricevitore è da considerarsi soddisfacente per la telefonia comune.

f) *Tipi di microfoni e ricevitori telefonici militari.*

Alle figure 211 e 212 sono riportate le caratteristiche della risposta alle varie frequenze dei principali tipi di microfoni e ricevitori telefonici militari U.S.A. in servizio. I microtelefoni TS-9-( ) e TS-10-( ), le cui caratteristiche sono comprese tra quelle riportate, sono impiegati rispettivamente nei telefoni EE-8-( ) e TP-3.

204. Tipi di circuiti di telefono.

a) Il circuito del telefono è denominato « variabile » quando durante le trasmissioni presenta il ricevitore escluso e durante la ricezione è escluso il microfono; è denominato « invariabile » quando rimane elettricamente identico sia in trasmissione che in ricezione.

Il circuito variabile ideale (fig. 213) consente in ricezione di utilizzare nel ricevitore tutta l'energia in arrivo dalla linea, ed in trasmissione di trasferire in linea tutta l'energia del trasmettitore (microfono). Occorre precisare che non si tratta di *adattamento energetico* ($R = R_L$ $X = X_L$) ma di *adattamento di uniformità* ($R = R_L$ $X = X_L$). La condizione di massimo rendimento in tale circuito è realizzata quando l'impedenza Z del telefono è uguale a quella Z_L della linea sia nella condizione di trasmissione che in quella di ricezione.

b) In un circuito invariabile ideale (fig. 214) l'energia generata dal microfono viene in parte dissipata nel ricevitore del telefono stesso (effetto locale) durante la trasmissione, ed analogamente in ricezione una parte dell'energia pervenuta dalla linea viene dissipata nel microfono. La condizione di massimo rendimento di questo tipo di circuito si ottiene quando sia il trasmettitore (microfono) che il ricevitore (in serie tra di loro) presentano alla linea impedenze uguali tra di loro e pari a metà dell'impedenza della linea stessa; cioè l'impedenza totale del telefono deve essere ancora uguale a quella della linea. In valore tale rendimento massimo ottenibile è metà di quello consentito dal tipo di circuito variabile ed è uguale sia in trasmissione che in ricezione. In tale condizione di rendimento massimo l'energia si ripartisce in parti uguali tra il ricevitore e la linea durante la trasmissione, e tra il microfono ed il ricevitore durante la ricezione.

Generalmente, però è desiderabile disporre di un maggior rendimento in trasmissione, a scapito di quello in ricezione, per realizzare un maggior rapporto segnale/rumore di linea; ciò comporta una diminuzione rispetto al rendimento massimo complessivo ottenibile, tuttavia compensata dai migliori risultati pratici di trasmissione realizzabili.

c) I circuiti invariabili ad effetto locale possono essere classificati nei due tipi « in serie » ed in « parallelo » (fig. 215). Entrambi i tipi, quando sono ideali, ripartiscono l'energia in parti uguali tra il microfono ed il ricevitore, cioè dissipano al ricevitore, in trasmissione, od al microfono, in ricezione, metà dell'energia totale disponibile. Nella pratica è preferibile il tipo in serie, perchè il microfono a carbone presenta a riposo una resistenza minore rispetto a quella media di lavoro; tale fatto avvantaggia la ricezione nei tipi in serie, mentre la danneggia nel tipo in parallelo.

d) I circuiti invariabili ad effetto antilocale sono quelli in cui, nel caso ideale, il ricevitore non riceve alcuna energia durante la trasmissione. Questi circuiti impiegano un elemento in più, rispetto a quelli ad effetto locale, costituito da una maglia di bilanciamento, considerabile essenzialmente una applicazione del principio del ponte di Weatstone. Il circuito variabile antilocale ideale presenta un rendimento di trasmissione complessivo massimo pari a quello del circuito ad effetto locale. In entrambi i circuiti metà dell'energia disponibile viene dissipata nel microfono durante la ricezione, e nella maglia di bilanciamento durante la trasmissione.

205. Telefoni b. l.

a) I telefoni a batteria locale comprendono un microfono a carbone alimentato localmente da una pila (del tipo a secco, incorporata al telefono, nei tipi militari) ed organi propri per effettuare e ricevere la chiamata in corrente alternata a 20 periodi circa. Questi ultimi sono generalmente rappresentati dal generatore a mano (macchinetta magneto-elettrica) e dalla suoneria polarizzata.

In alcuni tipi la chiamata viene eseguita mediante la corrente continua fornita dalla stessa pila del microfono, inserita in linea per azione di un pulsante e rivelata alla ricezione mediante un ronzatore. Talvolta la chiamata viene rivelata otticamente mediante lampadine o tubi a gas.

La disposizione di circuito più frequente è quella in serie con bobina antilocale. Essa consente di ottenere che l'utente, non udendo la pro-

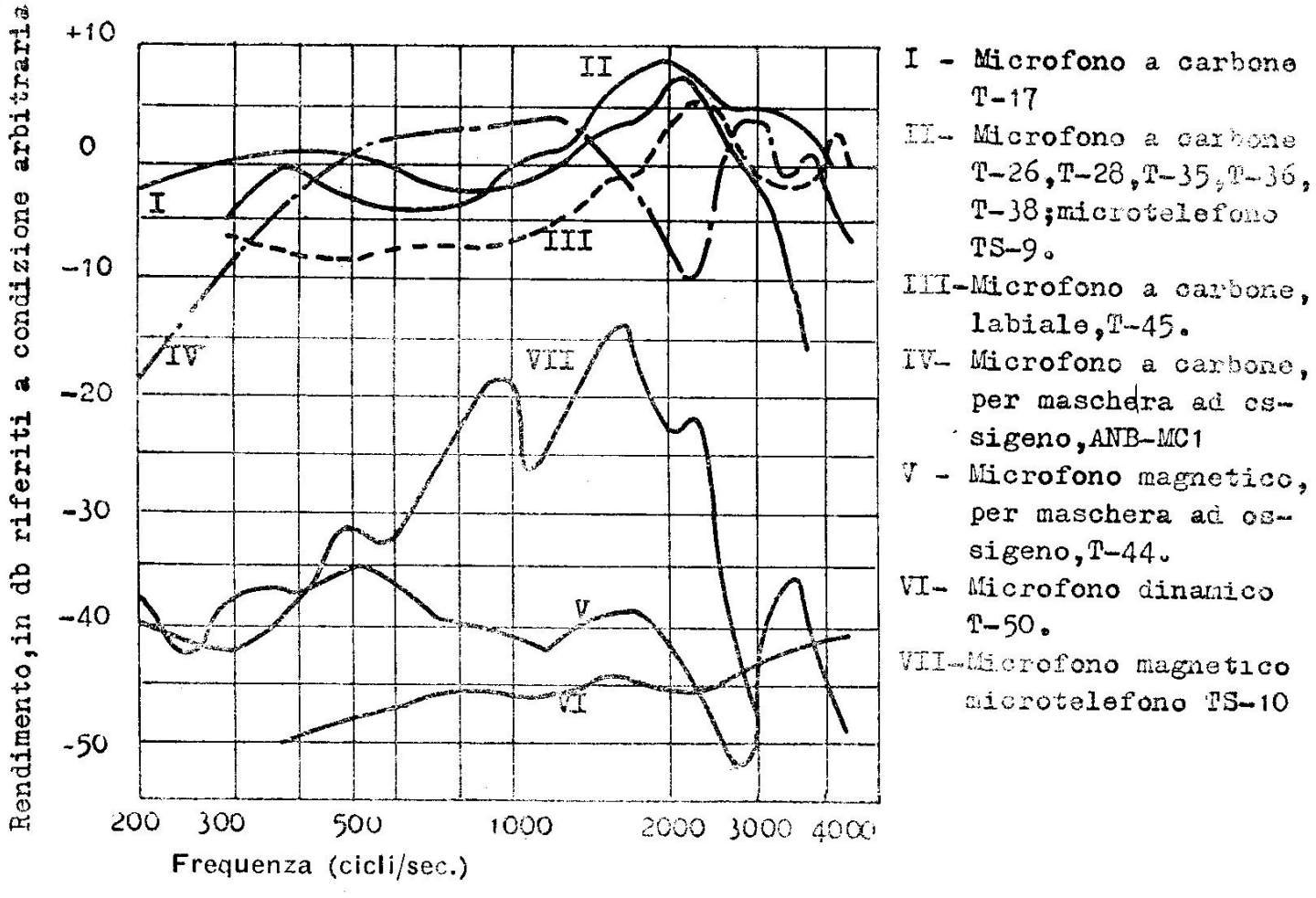


FIG. 211 - *Caratteristica di risposta di alcuni microfoni militari U.S.A.*

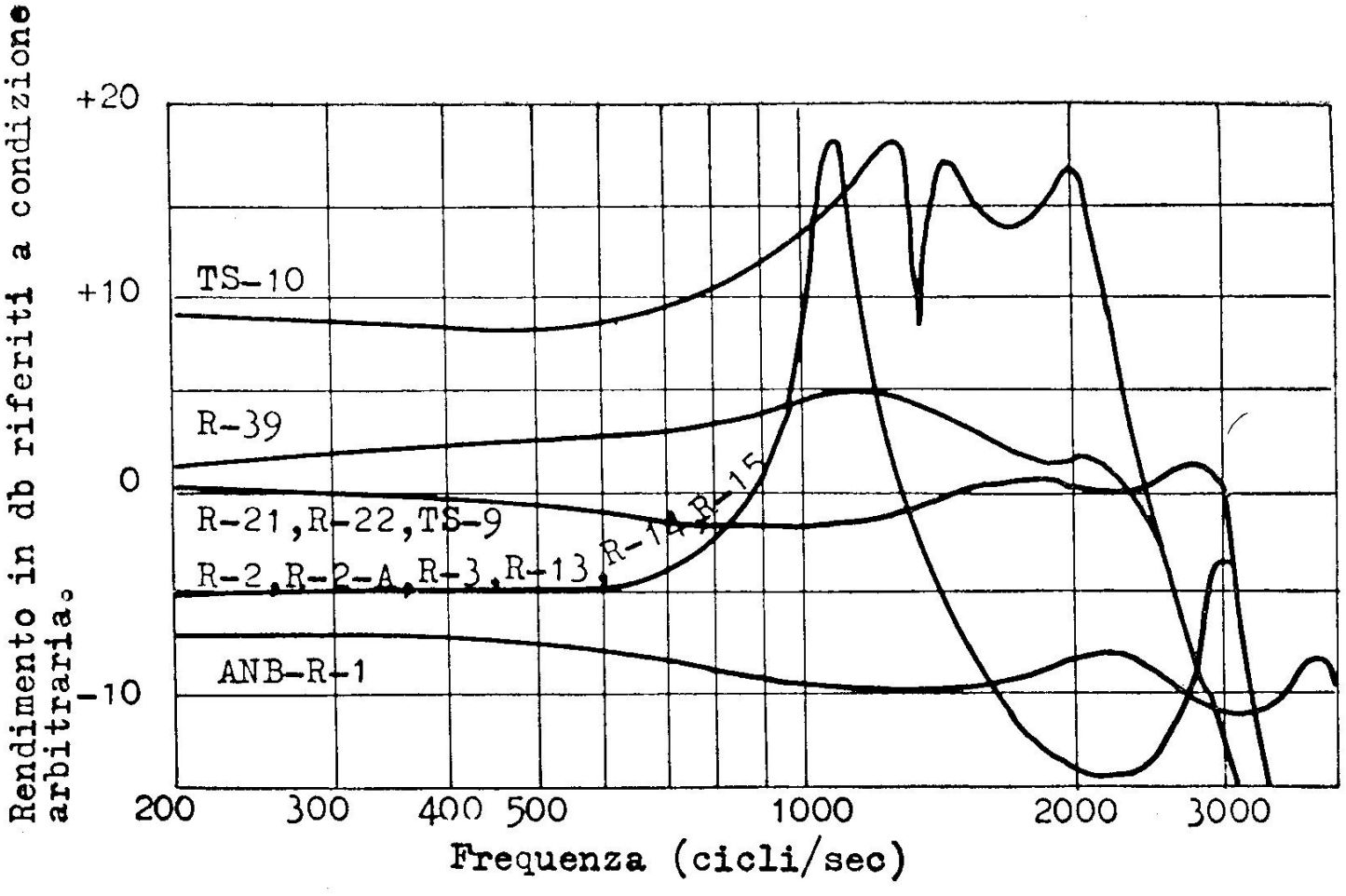


FIG. 212 - *Caratteristica di risposta di alcuni ricevitori militari U.S.A.*

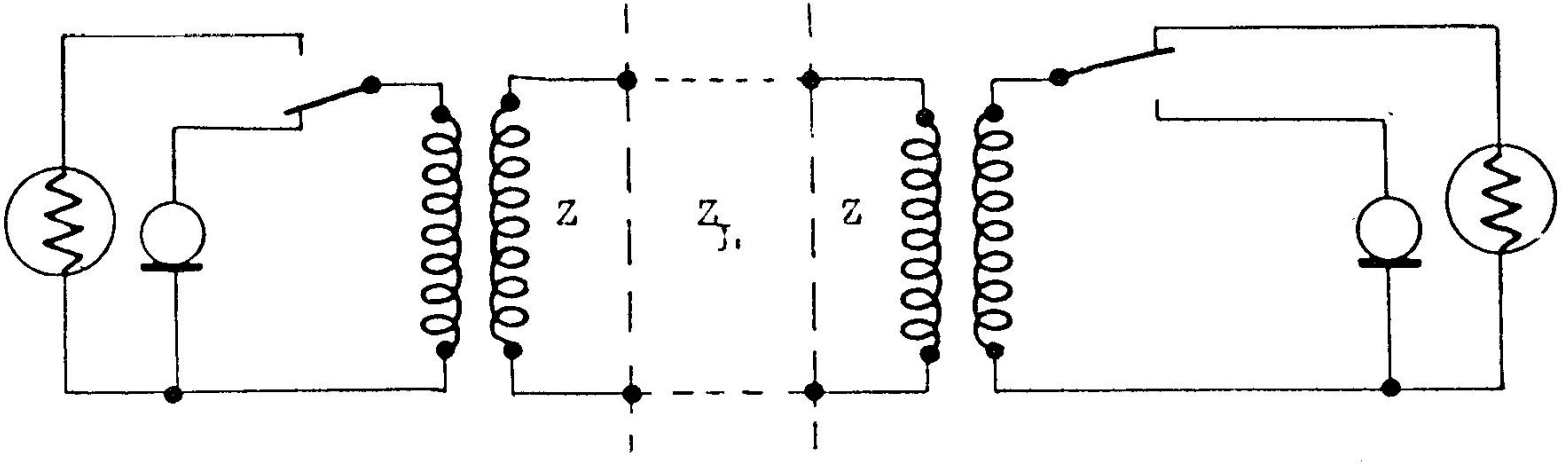


FIG. 213 - *Circuito variabile ideale.*

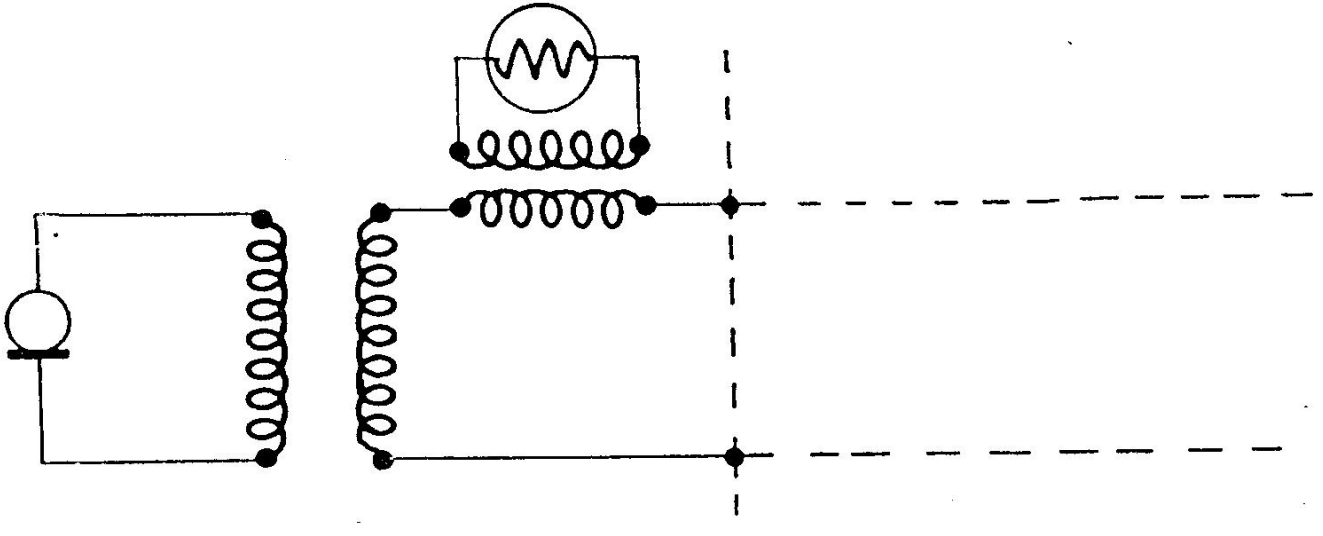


FIG. 214 - *Circuito invariabile ideale.*

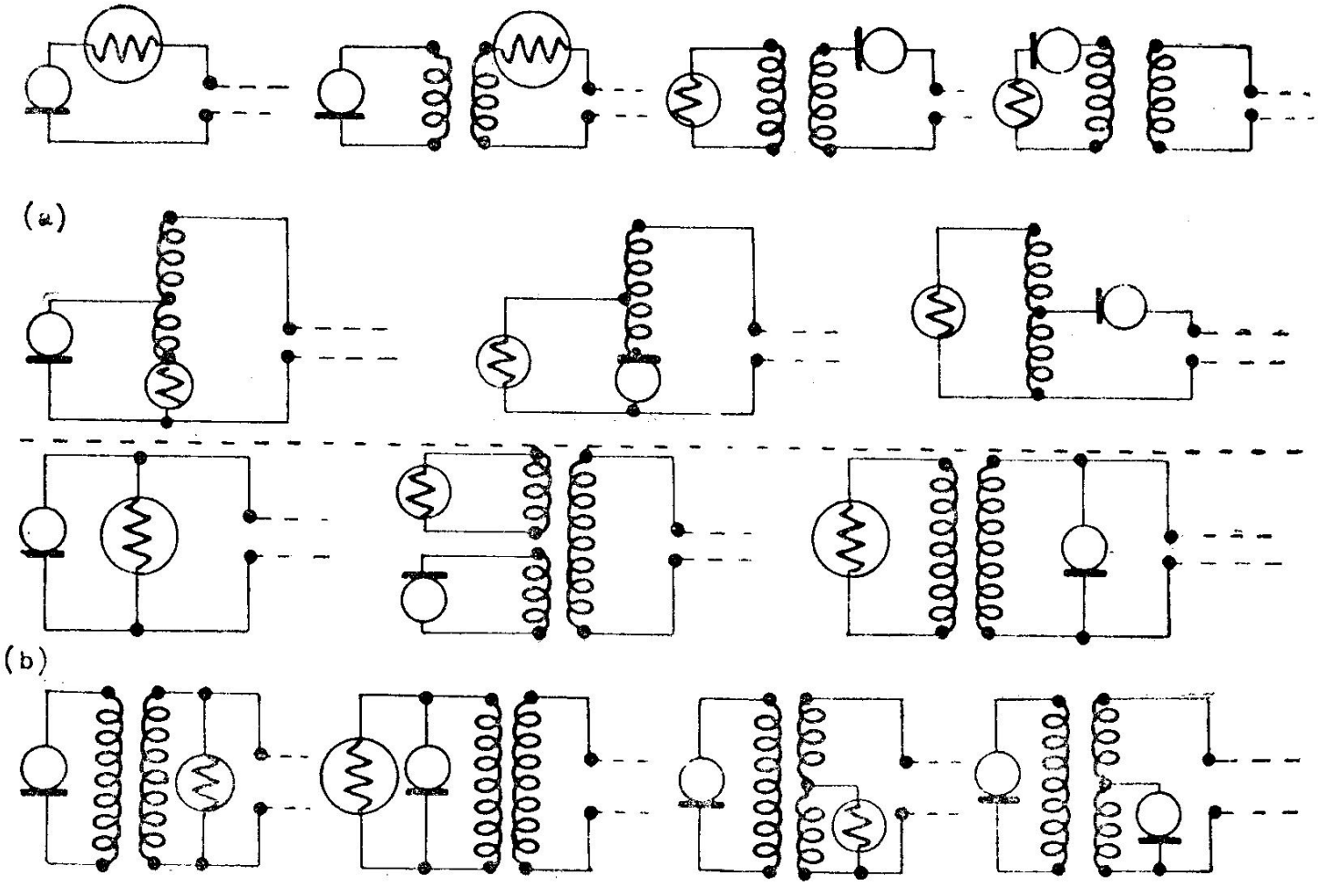


FIG. 215 – *Esempi di circuiti ideali invariabili ad effetto locale:* (a) *in serie;* (b) *in parallelo.*

pria voce al ricevitore, sia indotto a parlare più forte, migliorando la trasmissione. La ricezione in ambienti rumorosi col telefono antilocale risulta migliore perchè è eliminato il mascheramento che il rumore raccolto localmente dal microfono introdurrebbe nel ricevitore.

b) Principale tipo militare di questa categoria è il telefono EE-8-(), il cui circuito è riportato alla figura 216. Due telefoni di questo tipo consentono la conversazione regolare quando collegati direttamente con linea avente una attenuazione a 1000 cicli di 30 *db* e lo svolgimento regolare della chiamata quando la linea stessa presenta una resistenza a corrente continua (in serie) fino a 3000 ohm ed una resistenza d'isolamento (in parallelo) di almeno 1000 ohm.

L'impiego normale di tale telefono è su circuiti diretti e su estensioni (linee d'utente) di centralini a batteria locale (con chiamata a 20 periodi circa). Trova impiego conveniente anche su lunghe estensioni di centralini a batteria centrale, dopo predisposto per tale tipo dl servizio (a batteria locale con segnalazione a batteria centrale), con la manovra dell'apposito commutatore a vite; in questi casi, infatti, il normale telefono a batteria centrale risulterebbe insufficientemente alimentato e di basso rendimento. In caso d'indisponibilità di telefoni a batteria centrale, il telefono EE-8-(), può anche essere impiegato in loro vece, anche sulle più corte linee d'estensione del centralino a batteria centrale.

c) Alla frequenza di 1000 cicli il telefono EE-8-() presenta una impedenza in ricezione (con circuito microfonico aperto) di 900 ohm, ed in trasmissione di 650 ohm. Collegato in derivazione su una linea avente impedenza caratteristica di 600 ohm, vi introduce una attenuazione di circa 3 *db* (sottrazione di circa il 50 % dell'energia). Va però tenuto presente che alla frequenza di 500 cicli il telefono stesso presenta una impedenza molto minore dei 600 ohm, a causa di risonanza tra induttanza e capacità interne; per tale frequenza l'attenuazione di derivazione può salire anche a 15 *db*. È quindi molto importante evitare la derivazione di telefoni EE-8-() su linee in cui viene impiegata la chiamata alla frequenza di 500 cicli.

206. Telefoni b. c.

a) I telefoni a batteria centrale comprendono un microfono a carbone alimentato da corrente continua erogata dalla batteria installata presso la centrale, e che di conseguenza percorre tutta la linea. La chiamata viene segnalata alla centrale della chiusura del circuito di linea, provocata automaticamente dall'utente nell'istante in cui solleva il microtelefono. Presso il telefono la chiamata viene ricevuta a corrente alternata a circa 20 periodi da una suoneria polarizzata come per i telefoni a batteria locale.

La disposizione di circuito più frequente in questi telefoni è quella in serie, invariabile, con bobina antilocale. Un circuito tipico di telefono a batteria centrale, antilocale, è riportato alla figura 217. Principale tipo militare di telefono di questa categoria è il TP-6.

b) Poichè la corrente di alimentazione del microfono percorre l'intera linea d'estensione (cioè la linea tra la centrale ed il telefono), una maggiore resistenza di linea influisce sulla trasmissione oltre che per la maggior attenuazione che comporta, anche per la minore alimentazione di corrente al microfono che essa determina. Solo sulle linee d'estensione più brevi è ottenibile dai telefoni a batteria centrale il medesimo rendimento di quelli a batteria locale (salvo l'adozione di appositi dispositivi per l'equalizzazione della corrente di microfono). Tale minor rendimento di trasmissione, tradotto in *db* di attenuazione aggiuntiva, da considerare per i telefoni a batteria centrale, è calcolabile con la seguente formula empirica:

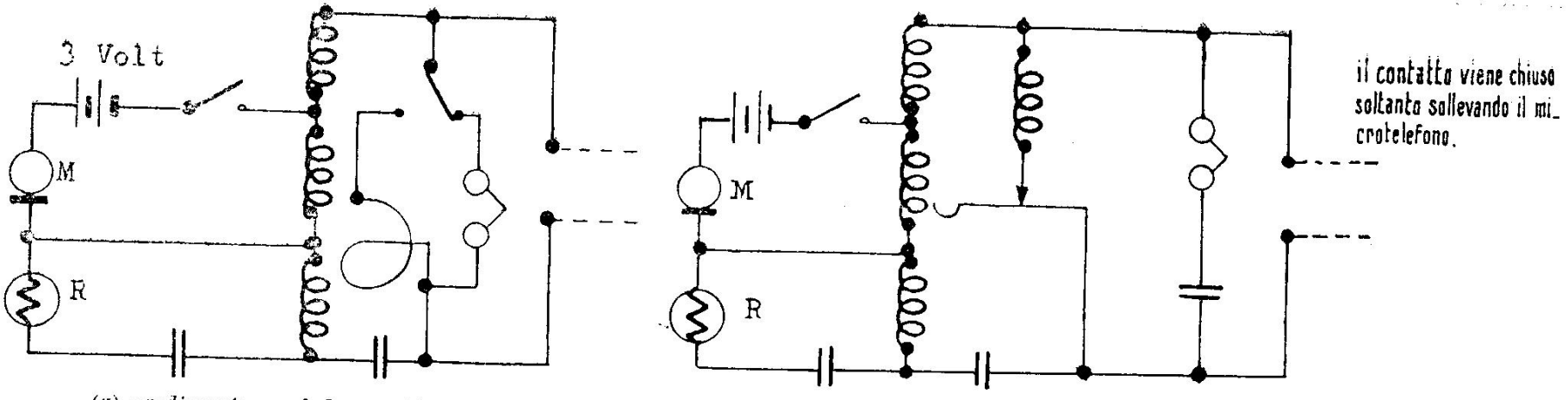
$$L = \frac{R}{4\,E} - 4 \quad (decibel)$$

in cui L è il numero di *db* di riduzione da apportare alla portata massima di 30 *db* generalmente considerata per i telefoni a batteria locale; R è la resistenza totale del circuito, a corrente continua, espressa in ohm; E è la tensione della batteria centrale, in volt. Gli elementi del circuito d'estensione tipico che si debbono considerare per calcolare R sono indicati nella figura 218.

c) Per una valutazione approssimata della perdita di rendimento col telefono TP-6, rispetto a quello a batteria locale, può essere utilizzata la tabella riportata alla figura 219, in cui sono indicati il numero di *db* di riduzione rispetto alla portata di 30 *db* consentita ai telefoni a batteria locale; la tabella è riferita a diversi valori di resistenza di linea ed alle due tensioni di batteria centrale di 24 e 48 volt.

207. Telefoni magnetici.

a) I telefoni magnetici sono caratterizzati dall'impiego di un microfono magnetico; essi presentano il vantaggio di non richiedere la batteria o pila di alimentazione. Il microfono magnetico è, però, del tipo « generatore » ed eroga una potenza elettrica che è una fra-



(a) predisposto per b. l. con chiamata magnetoelettrica

(b) predisposto per b. l. con segnalazione a batteria centrale

FIG. 216 - *Schema di principio del telefono EE-8.*

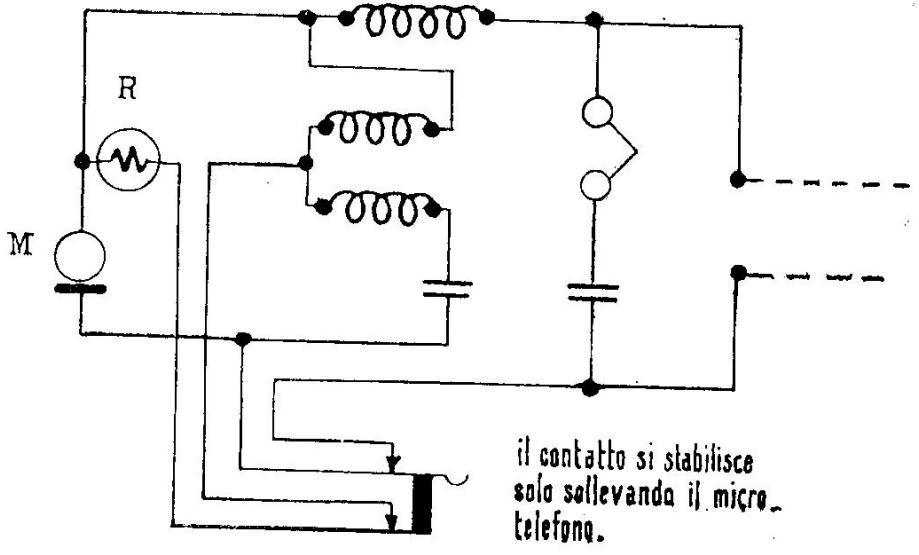


FIG. 217 - *Tipico schema di principio di telefono b. c. antilocale.*

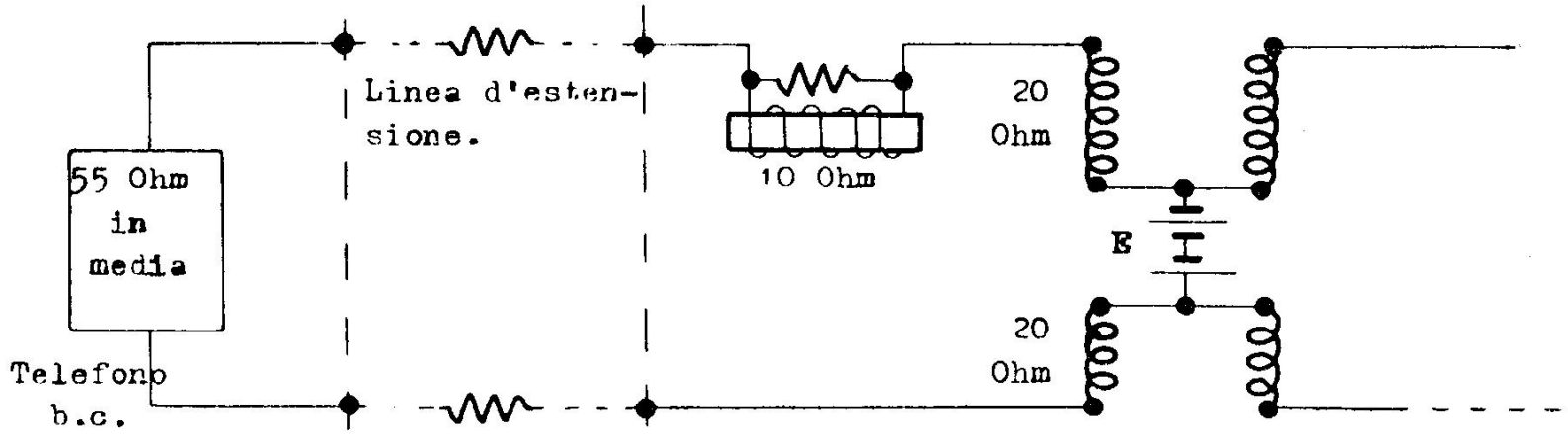


FIG. 218 - *Tipico circuito di connessione alla batteria centrale.*

Resistenza della linea (ohm)	Minore efficienza in trasmissione (*db* di riduzione rispetto alla portata del telefono a b. l.)	
	48 volt e 50 ohm nella batteria centrale	48 volt e 400 ohm nella batteria centrale
0 - 400	nessuna diminuzione	nessuna diminuzione
400 - 600	2	1
600 - 800	4	2
800 - 1000	7	3

FIG. 219 - *Tabella per la riduzione approssimativa di portata del telefono TP-6 rispetto al telefono EE-8 ( ) per varie tensioni di batteria centrale e resistenze di linea.*

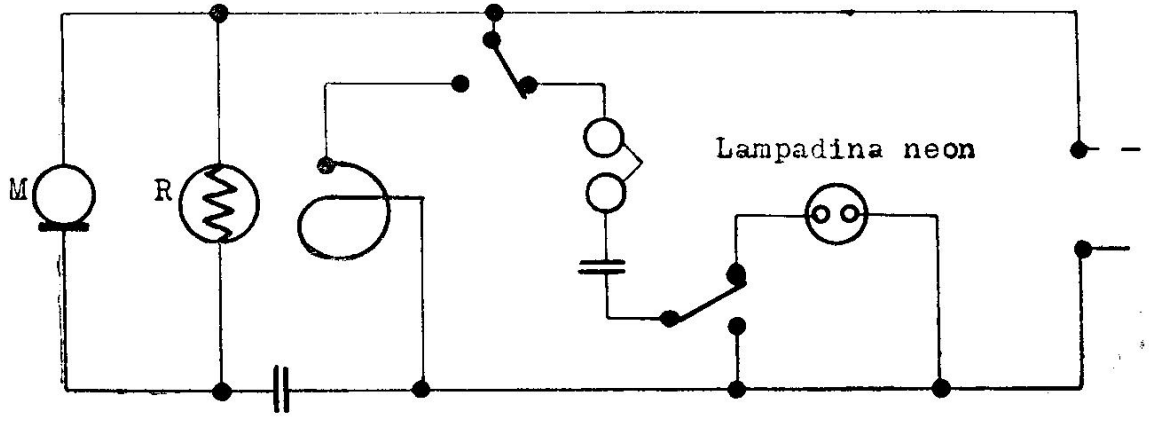


FIG. 220 - *Schema di principio del telefono magnetico TP-3.*

zione di quella acustica captata; esso è quindi intrinsecamente più debole di quello a carbone (appartenente al tipo « amplificatore »). Data la minore sensibilità del microfono e la possibilità di abolirvi la bobina di impedenza, nei telefoni magnetici non viene generalmente ricercata l'abolizione dell'effetto locale.

A compenso del minor rendimento in trasmissione, i telefoni magnetici vengono generalmente dotati di ricevitore con maggiore sensibilità, che però non può essere utilizzata quando il livello del rumore in linea è elevato. Sono completati, infine, degli organi per la chiamata elettromagnetica come i telefoni a batteria locale.

b) Principale tipo militare di questa categoria è il telefono TP-3, il cui schema di principio è riportato alla figura 220. È adatto per i collegamenti diretti con linee a bassa attenuazione; può sostituire anche i telefoni a batteria locale su reti commutate, nei casi in cui le estensioni ed i tronchi presentino attenuazioni molto basse.

c) Rispetto al telefono EE-8-(), il telefono TP-3 presenta una uscita in trasmissione minore di 25 *db*, ma in compenso ha un rendimento in ricezione maggiore di 10 *db* quando il basso livello del rumore di linea rende utilizzabile la maggiore sensibilità del suo ricevitore. Di conseguenza presenta una minore portata, rispetto all'EE-8-(), di 25 *db* nei casi sfavorevoli, riducibile a soli 15 *db* nei casi favorevoli (linee a basso rumore).

d) Quando non occorrono organi di chiamata, il microtelefono TS-10 impiegato nel telefono TP-3 può essere collegato direttamente alla linea, data la sua elevata impedenza. Tale impiego, ad esempio è realizzato nell'ambito dell'equipaggiamento stendifilo CE-11.

208. Criteri per la scelta dei telefoni, ricevitori, microfoni.

Le caratteristiche dei microfoni e dei ricevitori ed il loro rendimento energetico quali trasduttori sono determinanti nelle prestazioni dei telefoni. Queste ultime sono, a loro volta, determinanti nella progettazioni e nell'esercizio di un sistema o rete telefonica. Se un sistema telefonico (cioè una rete di conduttori, mezzi a filo e radio, in cui sia consentita la regolare chiamata e conversazione tra due suoi punti terminali qualsiasi) è molto ampio, l'impiego dei telefoni magnetici è incompatibile. In ambienti acusticamente molto rumorosi, solo alcuni tipi di microfoni sono utilizzabili proficuamente. Un ricevitore telefonico può essere di tipo che presenta un picco nella sua risposta alle frequenze audio, risultando bene adatto per la ricezione telegrafica, ma inadatto alla conversazione.

Altri fattori interessanti l'adozione dei microfoni sono il comportamento nelle condizioni estreme di temperature ed umidità, la compatibilità con maschere e respiratori e con altre funzioni svolte contemporaneamente dall'utente.

CAPITOLO 2.

COMMUTAZIONE TELEFONICA

209. Classificazione delle centrali e delle linee.

a) Le centrali telefoniche militari vengono distinte in « tattiche » e « per impianti fissi »; quest'ultime possono essere uguali a quelle in servizio civile. Le centrali telefoniche possono comprendere, oltre ai commutatori o centralini mediante i quali viene effettuata l'interconnessione delle linee, gli organi per l'alimentazione elettrica, i telai di distribuzione (permutatori) ed i protettori, apparecchi di prova e per la sorveglianza e registrazione del traffico, ripetitori, apparecchiature a frequenze portanti, apparati telegrafici ed accessori vari.

b) L'entità delle aree servite determina il numero, tipo e specializzazione delle centrali occorrenti. Ad esempio per un'area piccola (fig. 221) può essere sufficiente una sola centrale, mentre in un'area grande può convenire l'impianto di più centrali differenziate nelle funzioni.

Dicesi « *centrale locale* » (local central) una centrale a cui sono allacciate soltanto linee d'estensione (linee di utente) e tronchi locali (linee di giunzione ad altre centrali), tutti terminanti entro l'area stessa. Dicesi « *centrale a lunga distanza* » quella che smista solo traffico a lunga distanza, e cioè allacciata solo a tronchi a lunga distanza.

Le centrali militari normalmente smistano contemporaneamente traffico locale e traffico a lunga distanza, vengono denominate di conseguenza « *centrali combinate, locali ed a lunga distanza* ».

c) Le linee di giunzione tra centrali di aree differenti vengono denominate « *tronchi a lunga distanza* »; se essi consentono anche la chiamata a lunga distanza da parte dell'utente direttamente, vengono denominati « *tronchi a lunga distanza commutabili* ». I tronchi di quest'ultimo tipo vanno forniti per il collegamento tra centrali locali e centrali combinate, o tra centrali locali e centrali a lunga distanza. Quando però il traffico è molto intenso conviene che le centrali locali siano collegate alle centrali combinate da un gruppo distinto di « *tronchi locali* ». I tronchi a lunga distanza consentono una trasmissione di classe « transito » (via grade), mentre i tronchi locali la forniscono di classe « terminale » (terminal grade).

In base al tipo di chiamata, i tronchi si distinguono in « a chiamata magneto-elettrica » (ringdown) ed « a chiamata automatica »; i primi usano la corrente alternata per la chiamata, ed i secondi la corrente continua. Tra centralini militari i tronchi generalmente vengono dotati di chiamata magneto-elettrica in entrambi i sensi; per il collegamento, invece, tra centralini militari e centralini civili a batteria centrale generalmente si utilizzano tronchi con chiamata magneto-elettrica verso il centralino militare e chiamata automatica verso la centrale a batteria centrale.

d) Le estensioni, che collegano il telefono dell'utente alla centrale, si distinguono in « magneto-elettriche » (dette anche a batteria locale) ed « a batteria centrale », in relazione al tipo di chiamata e di telefono utilizzati. Il telefono per le estensioni magneto-elettriche deve disporre della macchinetta magneto-elettrica per la chiamata verso la centrale ed il microfono alimentato localmente (oppure di tipo magnetico); di norma, è il tipo EE-8-(). Il telefono per le estensioni a batteria centrale deve avere la leva di commutazione per la chiamata a corrente continua (automatica) verso la centrale, ed il microfono generalmente è alimentato dalla batteria della centrale stessa. Di norma è il tipo TP-6; però in sua vece può essere impiegato anche il telefono EE-8-(), predisponibile per il servizio a batteria centrale disponendo apposito commutatore a vite su b.c., che tuttavia continua ad utilizzare la propria pila per l'alimentazione del microfono. Entrambi i telefoni EE-8-() e TP-6 sono dotati di suoneria polarizzata sensibile alla corrente alternata a 20 periodi circa.

Tutti i centralini militari a batteria centrale consentono anche l'allacciamento di alcune linee a batteria locale (magneto-elettriche); al contrario, i centralini a batteria locale U. S. A. non consentono l'allacciamento di linee a batteria centrale.

210. Centrali tattiche – Generalità.

I centralini tattici U. S. A. dei tipi in distribuzione hanno capacità che va da 6 linee con unico posto di operatore, a 540 linee con 6 posti d'operatore. Tutti i tipi con capacità non superiore a 40 linee sono ad unico posto di lavoro (posizione) e sono permanentemente corredati dei rimanenti organi occorrenti per il servizio completo di centrale (permutatore, protettori, alimentazione, morsettiere, ecc.). I centralini di capacità maggiore sono considerati, invece componenti per le centrali telefoniche del tipo specificato; gli apparati e mezzi per l'alimentazione, permutatore, protettori, strumenti, ecc. rappresentano ulteriori componenti distinti delle centrali stesse.

L'allacciamento delle linee e le interconnessioni tra gli organi componenti le centrali tattiche sono sempre eseguibili mediante serrafili

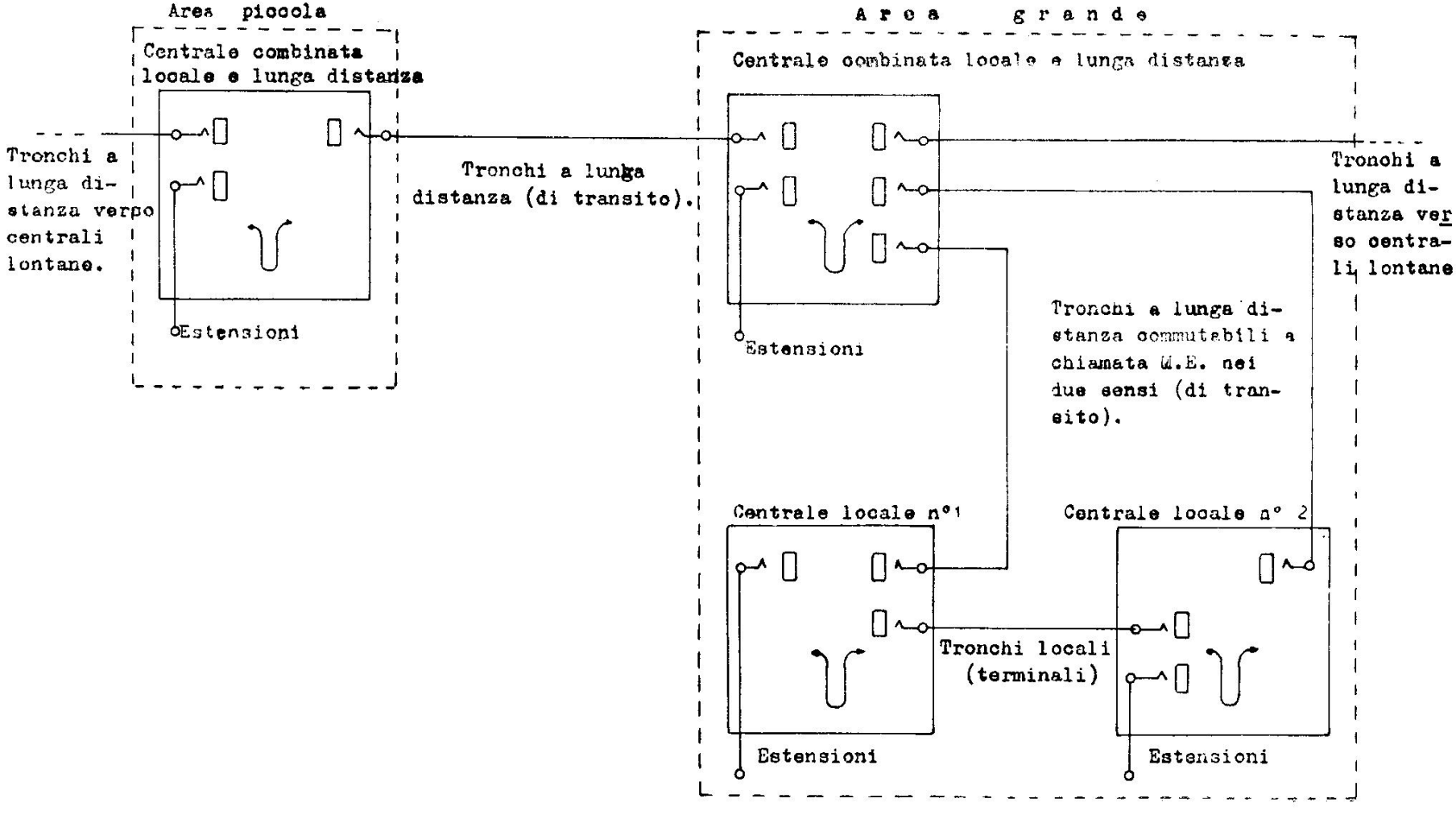


FIG. 221 – *Classificazione delle centrali e delle linee.*

a morsetto od a vite o con connettori a spina o bocchettone, cioè senza necessità di saldature.

Alcuni centralini tattici sono stabilmente equipaggiati con alcune bobine separatrici, consentendo l'utilizzazione simultanea di parte delle linee telefoniche per il servizio telegrafico.

211. Spine adattatrici per commutazione linee.

Il tipo più semplice di centralino tattico per poche linee è rappresentato da un gruppo di spine adattatrici a 2 piedini, tipo Adapter Plugs U-4/GT, e da un telefono EE-8-().

Le spine vanno fissate ognuna all'estremo delle varie linee a batteria locale da commutare (linee a chiamata magneto-elettrica), e sono innestabili tra di loro anche in numero multiplo, stabilendo la comunicazione tra le rispettive linee.

Le spine incorporano una lampadina al neon che lampeggiando segnala la chiamata magneto-elettrica in arrivo. L'operatore, dotato del telefono EE-8-(), esso pure allacciato ad una spina, può intervenire rispondendo alle linee chiamanti ed aderendo alle richieste di commutazione, mediante l'innesto e disinnesto delle spine adattatrici.

Una dotazione comprendente 7 di tali spine ed alcuni accessori costituisce il centralino d'emergenza tipo SB-18/GT.

212. Centralini monocordi a batteria locale (magneto-elettrici).

Appartengono a questa categoria i più piccoli centralini tattici aventi capacità non maggiore di 12 linee; ad esempio, il BD-9 (4 linee) ed il BD-12 (12 linee). L'equipaggiamento di ciascuna linea (tronco od estensione) è costituito da un cordone, un avvisatore a cartellino di caduta, un jack ed una chiave a leva a 2 posizioni di lavoro (risposta e chiamata). Con la chiave nella posizione di chiamata, al monocordo è collegato il generatore magneto-elettrico del centralino e l'operatore può chiamare la linea del monocordo; con la chiave nella posizione di risposta l'operatore può conversare sulla linea del monocordo; la comunicazione tra due linee viene stabilita innestando la spina del monocordo di una nel jack dell'altra.

213. Centralini manuali senza cordoni.

Appartiene a questa categoria il centralino BD-92, con capacità di 20 linee. La commutazione viene effettuata mediante chiavi a due posizioni di lavoro, disposte a 3 a 3 in riga verticale in corrispondenza ad ogni posizione di linea. Ogni chiave può essere commutata in alto ed in basso, per cui si dispone di 6 posizioni diverse di chiavi in lavoro per ogni linea; cinque posizioni corrispondono a cinque vie di commutazione per cui sono consentite solo 5 conversazioni contemporanee. La sesta posizione di chiavi in lavoro è utilizzata per la chiamata.

La connessione viene effettuata disponendo due chiavi corrispondenti delle linee stesse nella medesima posizione di lavoro libero. La chiamata provoca l'illuminazione di una lampadina di linea.

214. Centralini bicordi.

a) Sono del tipo a bicordi i centralini tattici aventi capacità maggiori di quelli a monocordi o senza cordoni. La connessione tra due linee vi viene ottenuta tramite un circuito di bicordo terminante in una coppia di spine.

Per stabilire una comunicazione, una spina del bicordo viene innestata sullo jack della linea chiamante e l'altra sullo jack della linea chiamata. La chiamata, quando è in atto la connessione col bicordo, è segnalata da avvisatori a lampadina o cartellino appartenenti al circuito del bicordo. Anche le connessioni al bicordo per il telefono dell'operatore e per l'invio della chiamata sono ottenute mediante chiavi appartenenti al circuito del bicordo.

b) I circuiti di bicordo possono essere di tipo vario però sempre il medesimo nell'ambito dello stesso centralino. Le diversità riguardano la chiamata e l'alimentazione di batteria.

Il circuito di bicordo « *magneto-elettrico* » consente la segnalazione della chiamata effettuata con generatore magneto-elettrico e non fornisce alle linee l'alimentazione di batteria centrale. Può essere « a chiamata transitante » o « non transitante » a seconda che la chiamata di un utente può pervenire direttamente al corrispondente o meno.

I tipi di circuito di bicordo « *a batteria centrale* » forniscono alle linee l'alimentazione di batteria centrale e segnalano la chiamata per effetto della circolazione della corrente di batteria centrale sulla linea. Vengono suddivisi nei seguenti sottotipi: « locali », « universali » e « PBX ».

c) I circuiti di bicordo « *locali* » sono collegati alla batteria centrale a 24 volt tramite due trasformatori (detti anche traslatori, o ponte Hayes) come in figura 222, oppure alla batteria centrale a 48 volt tramite doppia impedenza in derivazione, come alla figura 223; essi hanno quindi il circuito di alimentazione a batteria centrale permanentemente collegato alle spine, e di conseguenza non possono essere

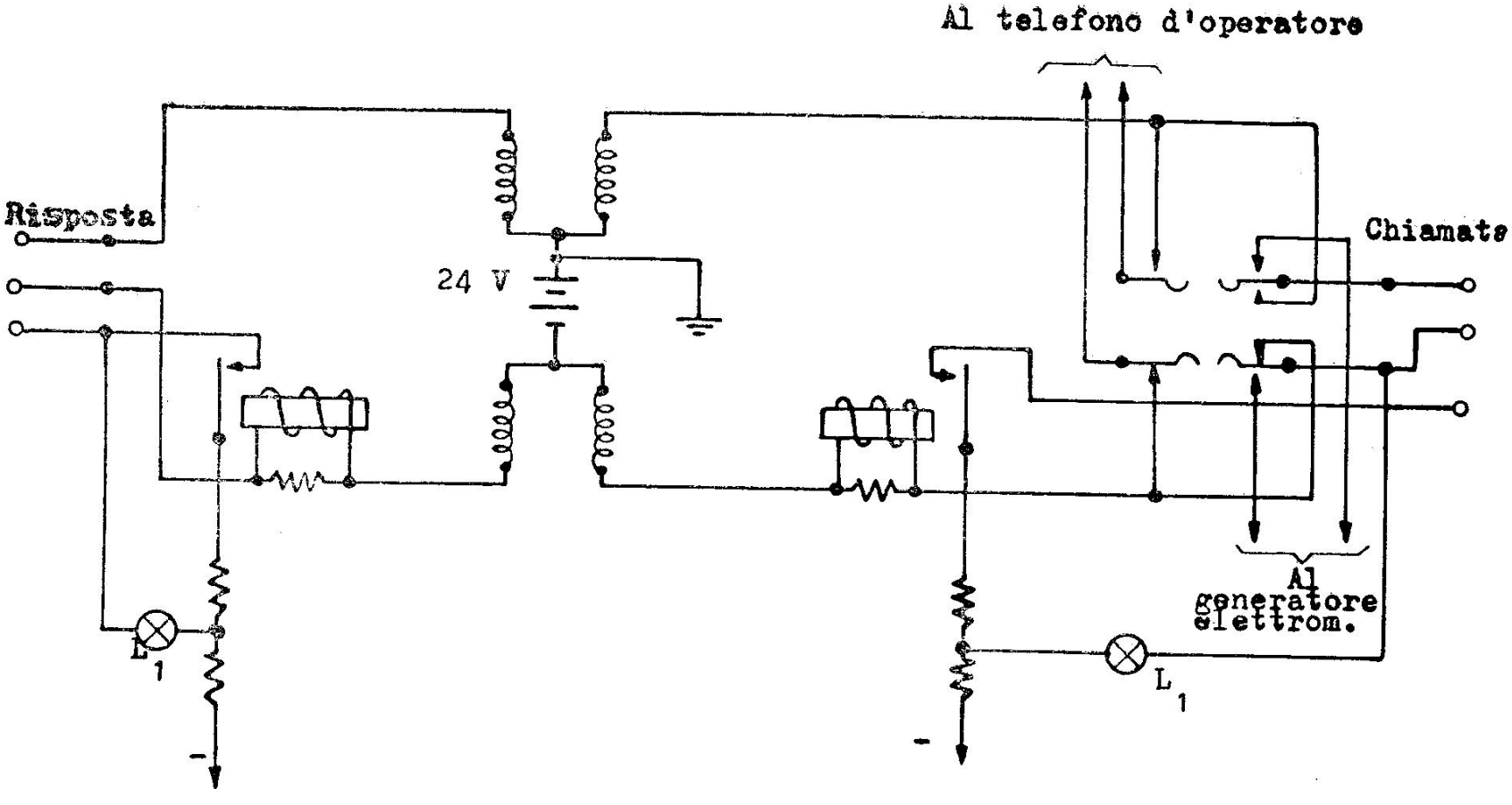


FIG. 222 - *Modifica del circuito di bicordo universale nei centralini BD-110-() e BD-80.*

utilizzati su linee o tronchi a batteria locale o con chiamata magneto-elettrica. Sono di questo tipo i bicordi noti sotto i nomi di Western, Kellog e Thompson-Houston.

d) I circuiti di bicordo « *universali* » sono adottati nei centralini che devono servire anche un certo numero di linee a batteria locale o tronchi a chiamata magneto-elettrica, oltre alle linee a batteria centrale, consentendo la commutazione promiscua tra i vari tipi. Le singole spine del bicordo sono collegate alla batteria centrale solo quando vengono innestate su jack di linee a batteria centrale; negli altri casi sono collegate, invece, agli organi della chiamata e segnalazione magneto-elettrica. Il passaggio da un tipo di connessione all'altro avviene automaticamente per azione di un relè di trasferimento, che si eccita solo quando la spina rispettiva viene innestata su un jack di linea a batteria centrale.

Un centralino a bicordi universali tipico è il BD-110-(). In questo centralino il circuito di bicordo (fig. 224) è equipaggiato con 2 lampadine avvisatrici di batteria centrale ed una terza avvisatrice di richiamata magneto-elettrica. (In qualche altro centralino il bicordo è equipaggiato con 2 sole lampadine che adempiono ad entrambe le funzioni di segnalazione a batteria centrale e di richiamata magneto-elettrica).

Nel centralino BD-110-() la richiamata (magneto-elettrica) è generalmente del tipo « non rimanente », cioè la lampadina di richiamata rimane accessa solo per la durata della richiamata. Questo tipo « non rimanente » può presentare l'inconveniente di rendere necessarie più chiamate dell'utente per attrarre l'attenzione dell'operatore. Nei centralini con bicordo universale a 2 lampadine, invece, il tipo « rimanente » provoca ritardi nella manovra dell'operatore, che per interpretare correttamente la segnalazione delle lampadine deve osservare su che tipo di jack sono innestate le spine; infatti l'accensione delle lampadine può segnalare la fine comunicazione nelle linee a batteria centrale, o la richiamata nelle linee a chiamata magneto-elettrica.

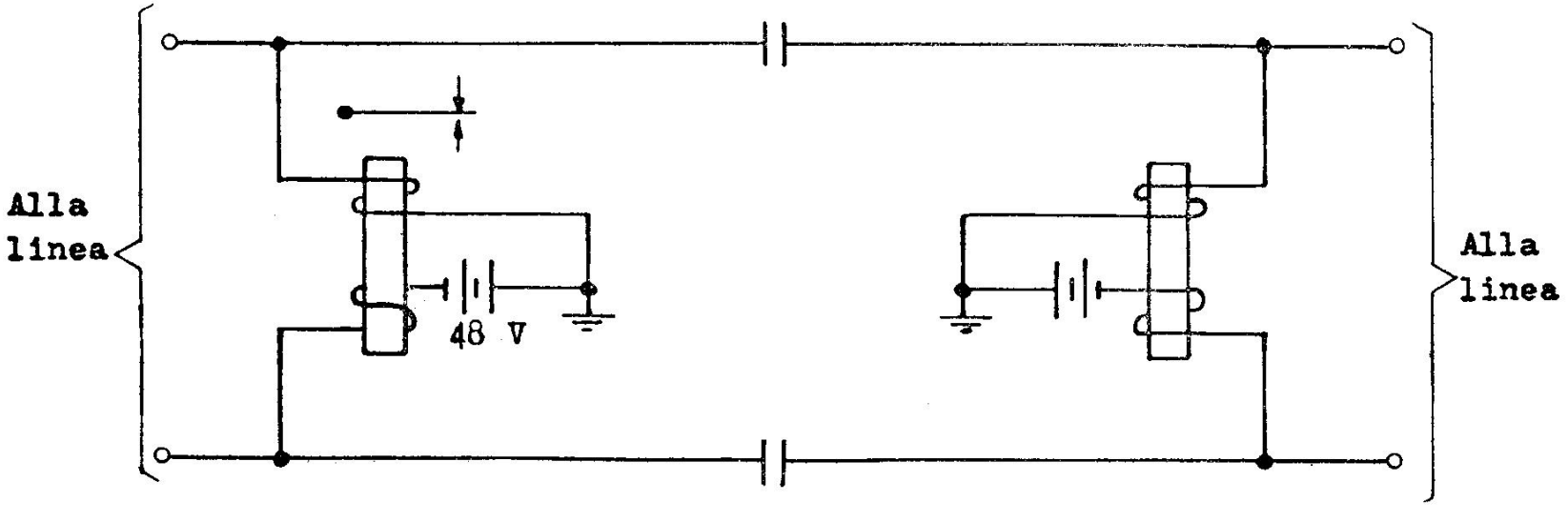
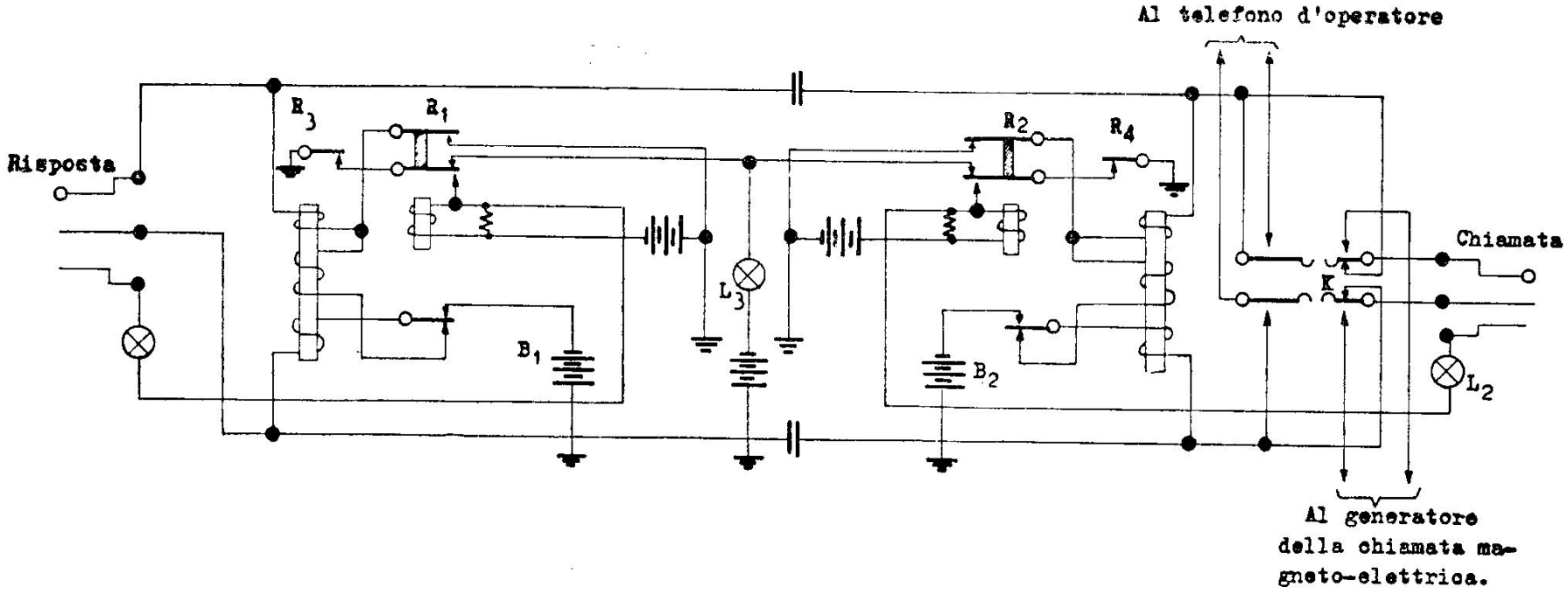


FIG. 223 - *Alimentazione di batterie centrali a doppia impedenza (ponte Stone) per bicordo locale.*



L E G E N D A

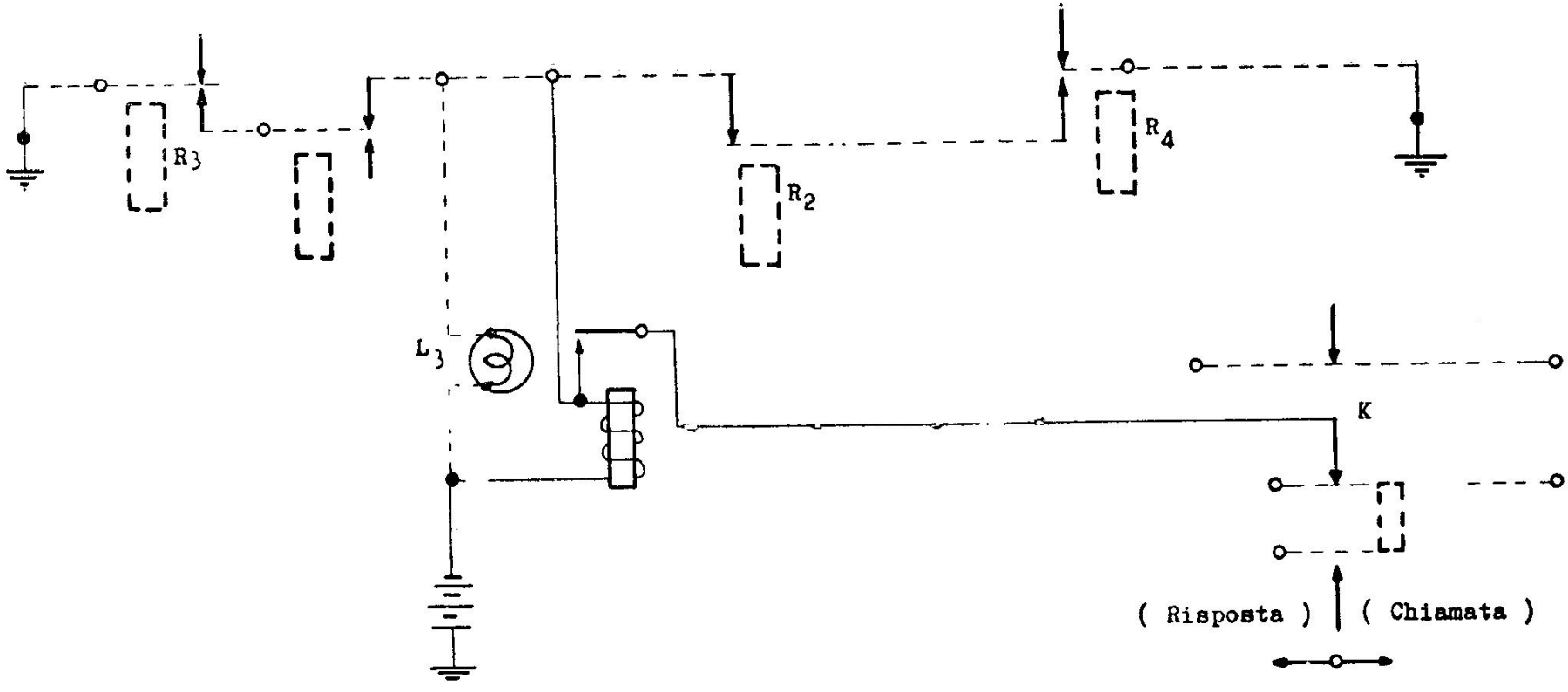
L_1, L_2 Lampadine segnalazione a batteria centrale;

L_3 Lampadina avvisatrice di richiamata magneto-elettrica;

R_1, R_2 Relè di trasferimento, a riposo quando le spine rispettive sono innestate su jack di linee a b.l. (L_1 ed L_2 non si accendono); si eccitano quando le spine rispettive sono su jack di linee a b.c. (terra sul corpo del jack), collegando la batteria centrale (B_1, B_2) al cordone (L_1, L_2 si accendono).

R_3, R_4 Relè avvisatore di chiamata magneto-elettrica. Con i tre avvolgimenti in serie quando la spina è su jack di linea b.l., controlla il funzionamento di L_3; con spina su jack di linea b.c., provoca lo spegnimento di (L_1, L_2) durante la comunicazione; a fine comunicazione su linea b.c. si diseccitano, provocando l'accensione (avviso fine) di (L_1, L_2. Chiave di « risposta » (a sinistra)-« chiamata » magneto-elettrica (a destra).

FIG. 224 - *Schema del circuito di bicordo universale nel centralino BD-110-() e BD-80.*



NOTE: Il circuito ed organi esistenti sono indicati in linee tratteggiate; le aggiunte per modifica, in linee continue.

La resistenza dell'avvolgimento del relè da aggiungere non deve essere minore di 1000 ohm, ad evitare il surriscaldamento. Il numero di spire deve essere adeguato al funzionamento sicuro con circa 45 volt.

FIG. 225 - *Modifica del circuito bicordo « universale » dei centralini BD-110-() e BD-80 per ottenere la segnalazione di richiamata di tipo « rimanente ».*

Nei tipi di bicordo a 3 lampadine, entrambi gli inconvenienti sono eliminabili con segnalazione di richiamata del tipo rimanente. In tale senso i modelli più recenti di centralino BD-110-() sono stati modificati, e possono essere modificati anche i modelli più antichi (ove non sia già stato fatto). La modifica comporta l'aggiunta di un relè al circuito del bicordo e varianti alla filatura (fig. 225).

e) Il circuito del bicordo « P.B.X.» (da Private Branch Exchange, denominazione U.S.A. per i centralini manuali degli impianti interni a batteria centrale) ha anch'esso due differenti condizioni di trasmissione; la prima è con alimentazione di batteria centrale com « quella illustrata alla figura 214, ed è usata per le connessioni tra estensioni a batteria centrale; la seconda è quella in figura. 226, denominata « di transito escluso » (cuttrough), con impedenza in derivazione senza collegamento alla batteria e col collegamento alla segnalazione della chiamata magneto-elettrica. Questa seconda condizione è usata per le connessioni tra le estensioni ed i tronchi a batteria centrale e chiamata magneto-elettrica.

Questo tipo di bicordo non è usato nelle centrali tattiche.

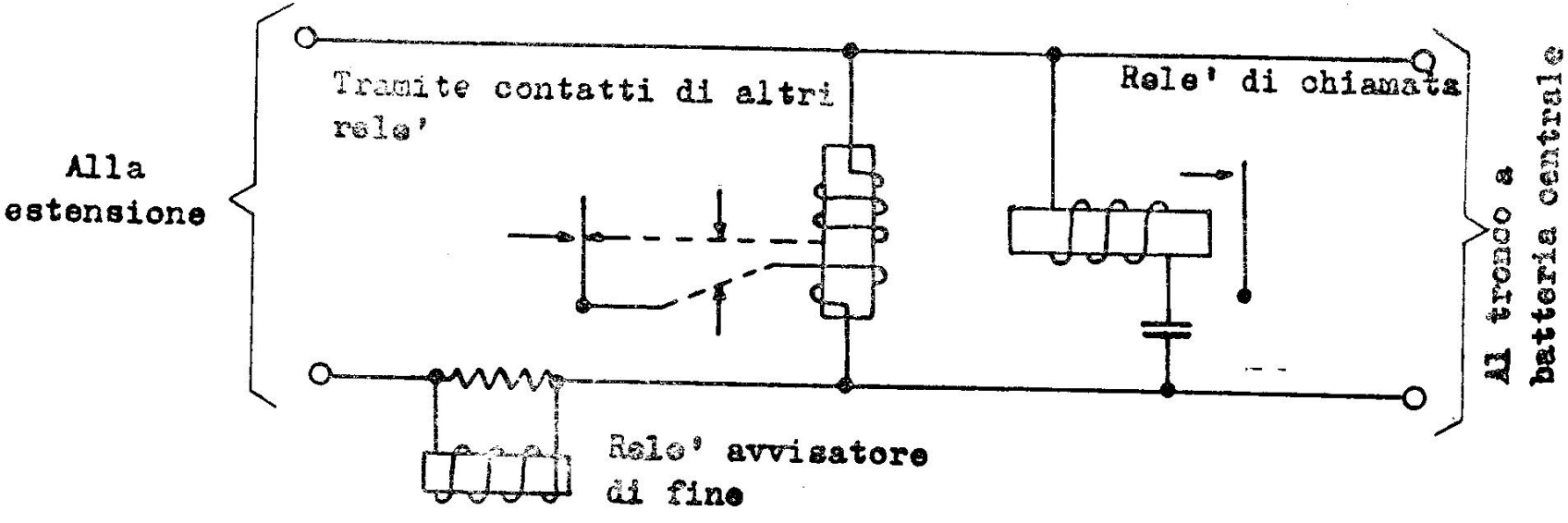


FIG. 226 – *Circuito di bicordo « P.B.X. » in condizione di « transito sito escluso » (cout-through).*

215. Circuiti di presa delle linee nei centralini.

a) Il circuito di presa di linea per le estensioni a batteria locale (magneto-elettriche) nei centralini a batteria locale è costituito semplicemente da uno jack ed un avvisatore di chiamata (fig. 227.a.).

Nei centralini a batteria centrale il circuito della presa di linea per le estensioni a batteria centrale comprende un avvisatore di chiamata a corrente continua attraverso il quale la linea è collegata direttamente alla batteria centrale; il sollevamento del microtelefono dell'utente provoca la circolazione della corrente di batteria centrale e conseguente segnalazione della chiamata (fig. 227.b.). L'innesto della spina sul jack provoca l'esclusione dell'avvisatore di chiamata (lampadina o relè) ed il trasferimento dell'alimentazione di batteria centrale al circuito del cordone.

I jack per le estensioni nei centralini non multipli sono del tipo « a disgiunzione » (cut-off) (fig. 227). Ognuno ha due molle di contatto; chiuse a riposo, oltre alle molle dei contatti di testa, anello e corpo, all'innesto della spina, i contatti disgiuntori si aprono interrompendo il circuito dell'avvisatore. La linea del telefono è collegata alle molle dei contatti di punta e di anello.

b) Per i *tronchi a chiamata magneto-elettrica nei due sensi* (two-way ringdown) il circuito di presa di linea è uguale a quello delle estensioni a batteria locale. Nei centralini a batteria locale ognuno di questi circuiti comprende un cartellino a caduta per l'avviso di chiamata. Nei centralini a batteria centrale con bicordi universali ogni circuito comprende un cartellino a caduta come i centralini a batteria locale, od un relè; entrambi i tipi provocano l'illuminazione « rimanente » delle lampadine ad essi collegate.

Nei centralini a batteria centrale con bicordi locali, ogni circuito di presa per tronchi magneto-elettrici nei due sensi comprende diversi relè: alcuni servono per convertire i segnali di chiamata in arrivo in segnali di batteria centrale sul circuito del bicordo, altri per trasmettere i segnali di chiamata del circuito del bicordo, tramite il circuito di presa del tronco, ai conduttori di linea.

Questi tronchi sono predisposti per rispondere alla chiamata a 20 periodi.

c) I centralini militari a batteria centrale collegabili a centrali civili pure a batteria centrale su circuiti di prese di linea destinati ai normali utenti, sono equipaggiati con circuiti di presa per *tronchi a batteria centrale con chiamata uscente automatica ed entrante magneto-elettrica.* Ognuno di questi circuiti di presa comprende un relè che si eccita all'arrivo della chiamata magneto-elettrica dalla centrale civile e provoca l'accensione della lampadina rispettiva. Quando viene risposto alla chiamata, collegando un bicordo al tronco, in derivazione al tronco stesso viene collegata l'alimentazione di batteria centrale.

I circuiti di presa dei tronchi a batteria centrale nei centralini con bicordi locali od universali sono equipaggiati anche di jack per la commutazione automatica (col disco combinatore); perciò la chiamata uscente può essere effettuata anche attraverso centrali automatiche. L'operatore, a tale scopo, deve innestare la spina del disco combinatore sullo jack per commutazione automatica del tronco, comporre il numero desiderato e staccare subito la spina.

d) Nei circuiti di presa per *tronchi a chiamata automatica* nei due sensi, la segnalazione è fornita automaticamente dalla circolazione della corrente di batteria centrale. Il circuito più semplice è simile a quello per la normale estensione a batteria centrale (fig. 227.b.); però si usa l'avvertenza di scambiare la posizione sui contatti dello jack dei fili di linea, in modo che le due batterie centrali dei due centralini corrispondenti risultino in serie sul circuito di linea.

Questo tipo di tronchi è raramente usato nei sistemi militari U. S. A.

e) Nei tronchi ottenuti da circuiti di trasmissione che non ammettono il passaggio di basse frequenze, qual'è la corrente di chiamata a 20 periodi, e tanto meno della corrente continua, viene usata la chiamata a frequenza vocale. Tale è il caso dei circuiti a frequenza portante, o con ripetitori (amplificatori) non predisposti per consentire il passaggio delle correnti a 20 periodi, dei circuiti equipaggiati per telegrafia subacustisa (composite set) e di quelli la cui lunghezza, pur essendo compatibile con il grado di trasmissione telefonica voluto, è maggiore della portata della chiamata magneto-elettrica.

La chiamata a frequenza vocale è ottenuta con l'impiego a parte di convertitori di chiamata (voice-frequency ringer) allacciati ai centralini sui circuiti di presa per tronchi magneto-elettrici nei due sensi. La chiamata nel tratto di tronco compreso tra i due convertitori corrispondenti avviene a frequenza vocale nei due sensi, a 500 od a 1000 cicli, interrotta o non interrotta.

Il tipo standard di chiamata a frequenza vocale per gli impianti militari U.S.A. è a 1000 periodi interrotta 20 volte al secondo (cioè a 1000/20 cicli); vi è tuttavia previsto anche l'uso del tipo a 500 cicli, interrotta o non interrotta, per l'interconnessione con sistemi stranieri.

216. Centralini a più posti di lavoro.

a) I centralini che consentono solo uno o due posti di lavoro (posizioni), ed in cui le linee sono collegate ad una sola presa (jack) sono denominati « semplici », intendendo con ciò che non sono multiplabil

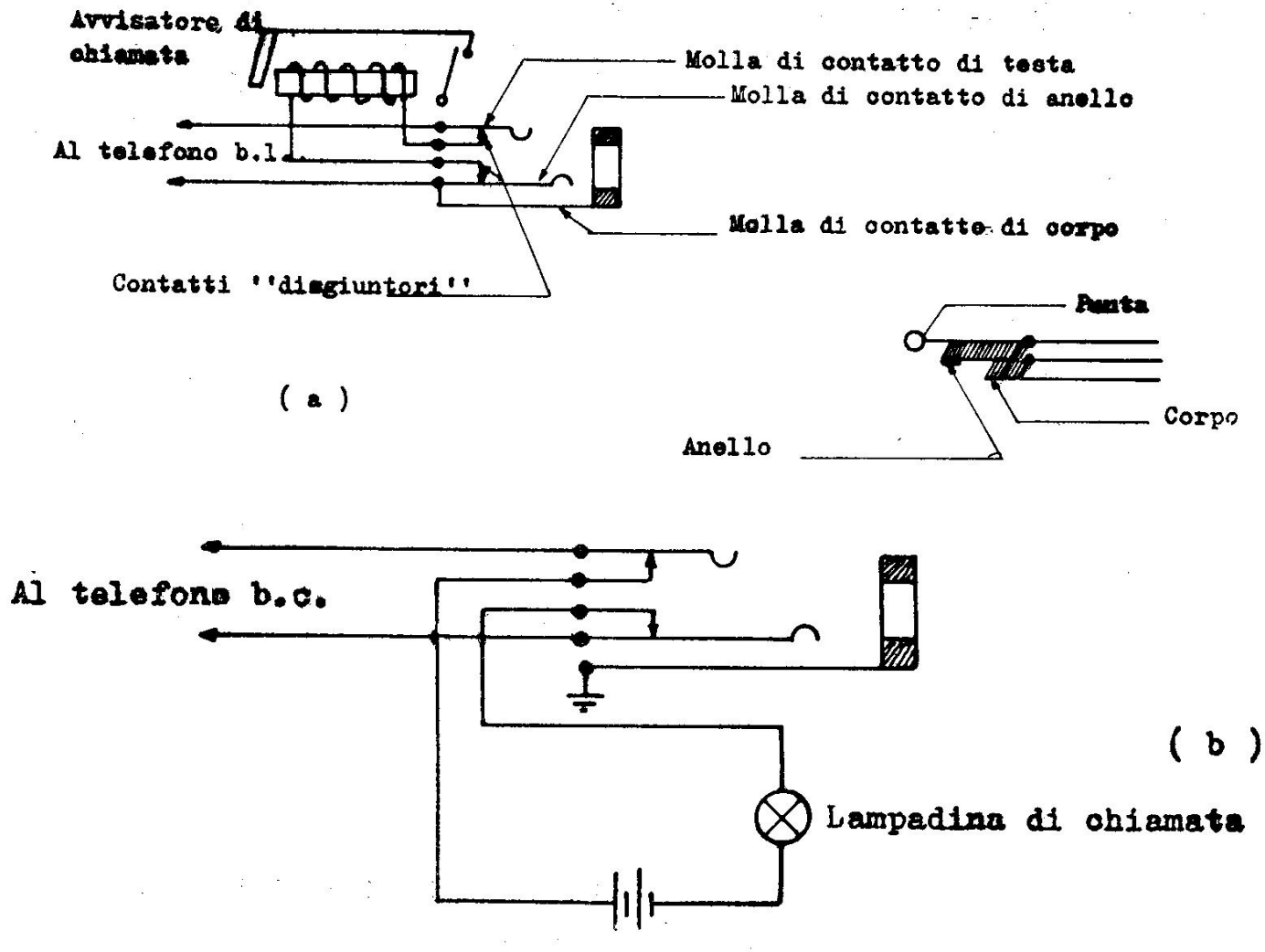


FIG. 227 – *Circuiti di presa per estensione:* (a) *a batteria locale,* (b) *a batteria centrale.*

Due centralini « semplici » ad un solo posto di lavoro possono essere affiancati (raggruppati) ottenendo un centralino di capacità doppia, a due posti di lavoro. Se invece, venissero affiancati 3 centralini ad un posto, le linee allacciate al centralino di sinistra non possono essere raggiunte dai cordoni del centralino di destra; anche facendo più lunghi i cordoni, gli operatori non potrebbero effettuare efficientemente le operazioni di commutazione.

Con due centralini affiancati il servizio può essere svolto, nelle ore non di punta, anche da un solo operatore, quando è reso possibile servire mediante la chiave di raggruppamento (grouping), tutti i cordoni di entrambi i centralini raggruppati con un unico equipaggiamento di posto di operatore (telefono d'operatore, generatore di chiamata, allarme, ecc.).

b) Le centrali che consentono tre o più posti di lavoro, ed aventi tutte o parte delle linee collegate a due o più jack in posizioni diverse, sono del tipo « multiplo », cioè ottenute con la multiplazione delle prese di linea di più commutatori (centralini).

In queste centrali il jack di una linea compare in posizioni alternate, cioè ogni due posizioni, a distanza di m. 1,20 circa.

Nelle piccole centrali multiple ogni posizione comprende due pannelli di jack, e la comparsa delle linee avviene di conseguenza ogni quattro pannelli. I loro jack sono generalmente del tipo « a disgiunzione » (cut-off), come nei centralini semplici.

Nelle centrali multiple più grandi ogni posizione comprende tre pannelli di jack e la comparsa di una linea avviene ogni 6 o 7 pannelli. I loro jack sono di tipo più piccolo, con le molle di disgiunzione abolite; la funzione della « disgiunzione » è svolta da un relè « disgiuntore » che provvede all'apertura del circuito della segnalazione di chiamata sulla presa di linea all'innesto di una spina in un jack della linea stessa.

c) I centralini multipli con jack « disgiuntore » sono anche denominati « multipli in serie » (fig. 228), perchè la linea ed il relè di linea vi risultano in serie con i contatti disgiunti di tutti i jack della linea stessa.

Appartiene a questo tipo il centralino BD-110-(), componente della Centrale Telefonica TC-10.

Questo sistema presenta l'inconveniente che un solo contatto difettoso pregiudica il funzionamento della linea su tutte le posizioni; tuttavia, per meno di 10 jack multiplati il sistema risulta in pratica soddisfacente.

In centrali maggiori, (per impianti fissi) con maggiore numero di jack multiplati, generalmente è usato il multiplo in derivazione. In questo sistema i jack sono senza contatti di disgiunzione e disposti tutti in parallelo alla linea rispettiva. Ad ogni linea il relè di linea viene collegato tramite i contatti, chiusi a riposo, di un relè disgiuntore che si eccita quando una spina viene innestata su uno qualsiasi dei jack multiplati.

•217. Confronto fra centrali b. l., b. c. ed automatiche.

a) I centralini a batteria locale (magneto-elettrici) rappresentano il tipo più semplice di commutatori, poichè non debbono provvedere alla alimentazione dei telefoni e per la chiamata utilizzano l'energia generata dai generatori magneto-elettrici dei telefoni d'utente. Tutti i centralini militari di questa categoria sono del tipo « semplice » (non multiplabili).

b) I centralini a batteria centrale sono caratterizzati principalmente dalla necessità di una batteria di accumulatori, per tutte le funzioni di alimentazione e di segnalazione. L'alimentazione ai telefoni viene fornita tramite i cordoni.

I vantaggi della batteria centrale sono principalmente:

— segnalazione automatica della chiamata e della fine, per effetto dello sgancio e riaggancio del microtelefono, senza necessità di intervento attivo da parte dell'utente;

— abolizione delle pile presso i telefoni;

— il telefono b. c. è più semplice e leggero, per l'assenza della pila e del generatore magneto-elettrico.

L'inconveniente principale della batteria centrale è il più basso limite di portata della chiamata. Esso varia con il tipo di centralino e richiede che l'isolamento delle linee sia mantenuto oltre 10.000 ohm, mentre con la chiamata magneto-elettrica può scendere fino a 1000 ohm. La necessità di maggior isolamento in linea impone costruzione e manutenzione di linea più accurate, particolarmente onerose in ambiente militare. La resistenza a corrente continua massima ammissibile nel doppino di linea per la batteria centrale varia, secondo il tipo di centralino da 50 a 1000 ohm, mentre per le linee a batteria locale può generalmente raggiungere 2000 o 3000 ohm. Nelle linee lunghe a batteria centrale la trasmissione telefonica risulta più scadente che a batteria locale, per deficienza di alimentazione al microfono.

c) In particolari condizioni di impianto fisso è da considerare l'impiego di centrali automatiche. I tipi adottati dal Signal Corps U.S.A., sono del sistema « passo a passo » ed « a soli relè », con capacità fino a 600 numeri. In esse la commutazione viene effettuata da selettori o relè della centrale, comandati dal disco combinatore dell'utente chiamante.

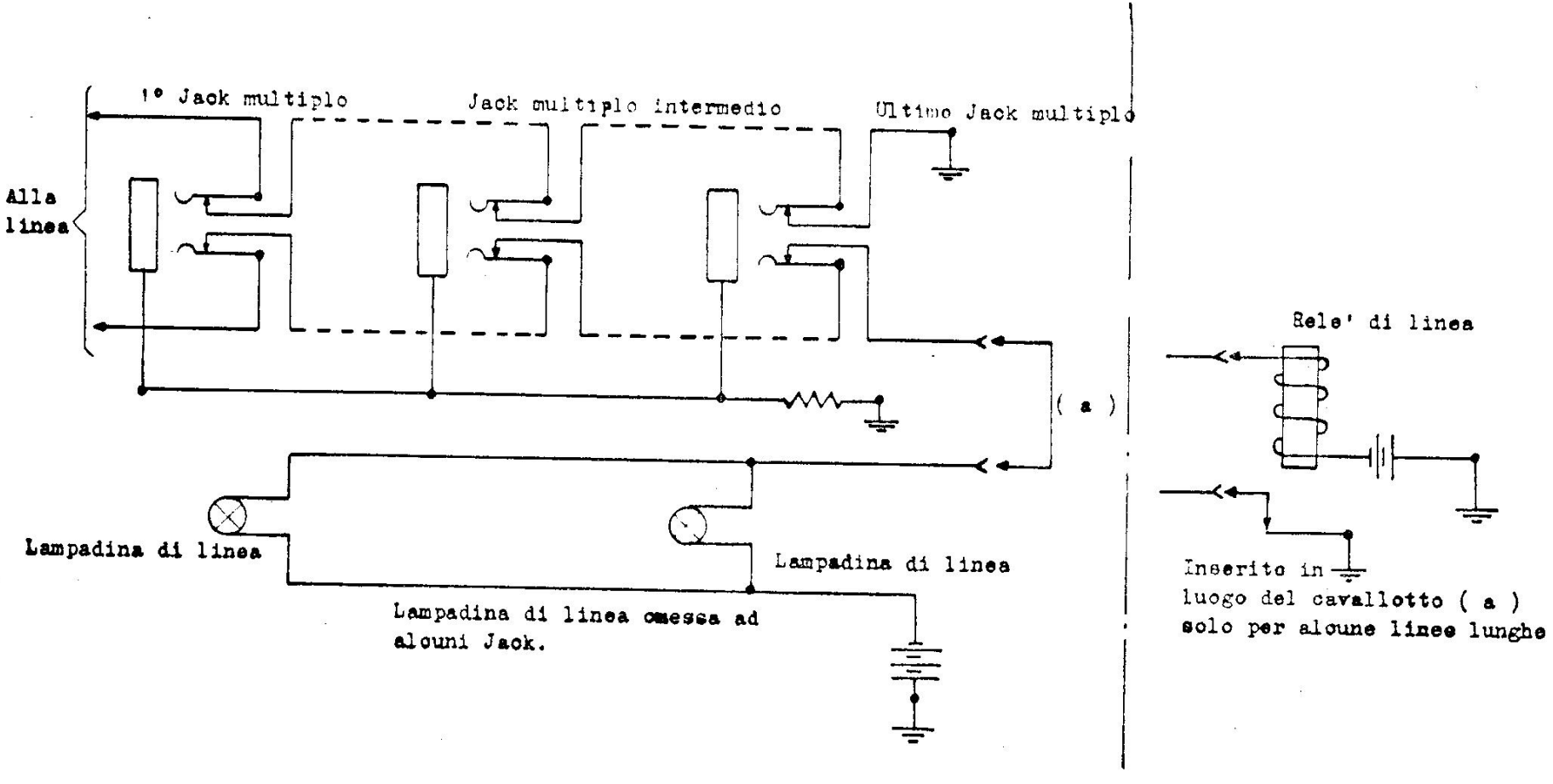


FIG. 228 - *Circuito di linea di un multiplo in serie.*

Queste centrali comprendono anche una parte a commutazione manuale per l'instradamento su tronchi colleganti a centrali manuali, e per poter fornire l'assistenza agli utenti nello stabilire la comunicazione in casi speciali, particolarmente sulle comunicazioni a lunga distanza.

Il personale operatore impegnato da una centrale automatica è, naturalmente, inferiore a quello necessario per una centrale manuale equivalente, ed il tempo medio occorrente per stabilire una comunicazione è leggermente minore. Però questi vantaggi non possono essere realizzati se le condizioni di installazione non sono perfettamente stabili e l'elenco utenti (abbonati) in distribuzione non può essere tenuto costantemente aggiornato. Infatti, in caso contrario, una gran parte del traffico richiederà l'assistenza degli operatori, annullando ogni vantaggio nei confronti della commutazione manuale. Infine la manutenzione delle centrali automatiche richiede maggiore capacità tecnica nel personale e le esigenze di spazio per l'impianto e quelle di alimentazione sono pure maggiori.

Per quanto riguarda i limiti di funzionamento, valgono le medesime considerazioni esposte al precedente *b*) per la batteria centrale.

218. Sommario principali caratteristiche dei centralini e centrali tattiche.

a) Nella figura 229 sono riportate in forma tabellare le principali caratteristiche dei centralini e delle centrali telefoniche tattiche U.S.A. Nei sottoparagrafi in appresso i materiali stessi vengono sommariamente descritti.

b) *Centralino BD-9.* Centralino campale monocordo, in cofano portatile, peso totale circa kg. 10. Per l'operatore impiega un telefono EE-8-(). da provvedere a parte. I tronchi verso altri centralini devono essere a chiamata magneto-elettrica. Allarme notturno a suoneria ed impiegante due pile BA-23 installate esternamente e da provvedere a parte. Possono essere impiegati insieme due centralini BD-9, raddoppiando la capacità. I cartellini a caduta fungono da avvisatori di chiamata e da avvisatori di fine o di richiamata contemporaneamente. Modello a consumazione, sostituito dal tipo SB-5-()/PT.

c) *Centralino BD-11.* Affine al BD-9, salvo la diversa capacità, Peso totale circa kg. 15. Due centralini possono essere raggruppati, raddoppiando la capacità. Modello a consumazione, sostituito dal BD-72.

d) *Centralino BD-14.* Centralino campale magneto-elettrico, confezione in cofano da trasporto. Peso totale circa kg. 90. Gambe a cannocchiale. Può essere impiegato in installazioni sia temporanee che semi-permanenti. I circuiti di bicordo sono del tipo a chiamata transitante, con cartellino avvisatore di fine o richiamata. I tronchi verso altri centralini devono essere di tipo a chiamata magneto-elettrica. Comprende il generatore a mano per la chiamata incorporato, ed il telefono d'operatore a cuffia-microfono. Per la suoneria d'allarme occorrono due pile BA-23 da provvedere a parte. Tipo a consumazione, sostituito dalla Centrale Telefonica TC-4.

e) *Centralino BD-71.* Centralino campale monocordo magneto-elettrico, con cinghia di trasporto a mano. Gambe a cannocchiale. Peso circa kg. 22. Lampadina di illuminazione ad entrambi i lati. I tronchi verso altre centrali debbono essere a chiamata magneto-elettrica. Due prese di linea sono equipaggiate con bobine separatrici per costituzione di circuiti virtuali misti (simples) per servizio telegrafico. Due centralini possono essere raggruppati raddoppiando la capacità. Da provvedere a parte 6 pile BA-30 (3 per telefono d'operatore e 3 per suoneria d'allarme).

f) *Centralino BD-72.* Affine al centralino BD-71, salvo la maggior capacità; 4 linee sono equipaggiate con bobine separatrici. Peso totale kg. 35 circa. Due centralini possono essere raggruppati raddoppiando la capacità.

g) *Centralino SB-5-()/PT.* Campale, monocordo, magneto-elettrico, trasportabile in custodia di tela. Peso totale circa kg. 6. Da provvedere separatamente il telefono per l'operatore, del tipo EE-8-(). I tronchi verso altre centrali devono essere a chiamata magneto-elettrica. Due centralini possono essere raggruppati raddoppiando la capacità. Sostituisce il più vecchio tipo BD-9.

h) *Centrale telefonica TC-2.* Trasportabile, completa, ad un posto d'operatore batteria locale (magneto-elettrica) e batteria centrale. Componente principale il *centralino BD-89*, a due pannelli, semplice (non multiplabile). Peso totale circa kg. 1310. Il centralino BD-89 è provvisto di chiave di raggruppamento, per cui possono essere installati due centralini fianco a fianco e serviti anche con unico operatore. Linee a chiamata magneto-elettrica equipaggiate con cartellini. Lampadine per la segnalazione sui tronchi e sulle linee a batteria centrale, senza relè di linea. Circuiti di bicordo « universali » (cioè possono collegare linee a chiamata magneto-elettrica ed a batteria centrale promiscuamente), con alimentazione di batteria centrale ed impedenza in derivazione e condensatore in serie. Lampadine distinte per il cordone di chiamata e per quello di risposta, e terza lampadina per linea a chia-

CARATTERISTICHE PRINCIPALI	CENTRALINI						CENTRALI TELEFONICHE						
	Ad unico posto di lavoro						Ad unico posto di lav.			Multiple			
	BD-9	BD-11	BD-14	BD-71	BD-72	SB-5-()/P.T.	TC-2 BD-89	TC-4 BD-96	TC-12 BD-91	TC-1 BD-80	TC-5	TC-10 BD-110	TC-20 BD-120
Tipo	b. l.	b. l.	b. l.	b. l.	b. l.	b. l.	b. c.	b. l.	b. l.	b. c.	b. c.	b. c.	b. c.
Linee a chiamata magneto-elettrica per ogni posizione (posto di lavoro)	4	12	40	6	12	6	20	40	20	30		30	30
Linee a chiamata magneto-elettrica multiplata per ogni posizione										60		60	60
Linee a batteria centrale per ogni posizione							37 (1)			60		60	30
Linee a batteria centrale multiplate per ogni posizione										120		120	60
Tronchi manuali per ogni posizione							2			3			
Tronchi a disco combinatore per ogni posizione							1			3			
Tronchi universali per ogni posizione								4	4			4	8
Bicordi per posizione	Monoc.	Monoc.	8	Monoc.	Monoc.	Monoc.	13	12	8	15		15	15
Cordoni con disco combinatore per ogni posizione							1	1	1	1		1	1
Jack in circuito di conferenza							5	6	4	10		10	10
Chiave di raggruppamento							si	si	si	si		si	si
Circuiti d'operatore per posizione							1	2	1	2		2	2
Bobine separatrici				2	4		12	8	4				
Pile occorrenti			2	6	6			6	8				
Elementi di batteria d'accumulatori							12			24	24	24	24
Tensione batteria centrale (volt)							22-30			40-56	40-56	40-56	40-56
Generatore chiamata alimentato dalla rete c.a. 110 v. 50-60 periodi (Telering)							si	si	si	si		si	si
Generatore chiamata alimentato a corrente continua							Interr.	Conv.	Conv.	Conv.		Conv.	Aut. Fl Co.
Chiamata selettiva							2 grup.						2 grup.
Pannello protettori	Incorp.	Incorp.	Incorp.	Incorp.	Incorp.	Incorp.	BE-79	BD-97	Incorp.	FM-19		FM-19	
Armadio prove							BE-7-()			RE-70-F		BE-70	FM-64
Pannello alimentatore							BD-98			BD-90	BD-90	BD-90	BD-132
Armadio distribuzione c.a.										BE-75	BE-72	BE-75	
Armadio alimentazione c.c. e prove										BE-72	BE-75	BE-72	
Raddrizzatore							RA-36-()			RA-36-B	RA-36	RA-35-B	RA-91-()

(1) Compresi 2 jack di transito e 3 jack di linea supplementari.

FIG. 229 - *Tabella caratteristiche centralini e centrali tattiche U.S.A.*

mata magneto-elettrica, di tipo « non rimanente ». Chiamata possibile solo sul cordone di chiamata (anteriore). Utilizza le prese per linea a batteria locale (magneto-elettriche) per i tronchi a chiamata magneto-elettrica. I tronchi verso centrali automatiche o manuali a batteria centrale sono allacciabili a prese per linee d'abbonato presso le centrali stesse, e sono a chiamata magneto-elettrica in arrivo ed a chiamata automatica in partenza. Con le centrali automatiche che invertono la linea quando il chiamato risponde, questi tronchi provocano lo spegnimento della lampadina avvisatrice in quell'istante e la sua riaccensione a fine conversazione. Un cordone con disco combinatore. Cinque jack per circuito di conferenza. Due circuiti di transito costituiti da una coppia di jack ciascuno, per cavallottare attraverso il centralino e per facilitare le prove. Tre circuiti di presa di linea costituiti da semplici jack con contatti di punta, anello e corpo, collegati a terminali esterni, per impieghi di circostanza. Cavi sottogomma per l'interconnessione dei vari componenti.

Comprende l'armadio permutatore BE-79, che consente la installazione di bobine separatrici, batterie d'accumulatori per 24 volt, l'armadietto distributore d'alimentazione in corrente alternata BE-75, il raddrizzatore RA-36, una sedia, un complesso di cuffia-pettorale per operatore, i cavi di connessione, la dotazione di manutenzione ME-6 (senza parti di ricambio), l'apparato provalinee di centrale, il cofano BE-70-B e la dotazione attrezzi TE-44.

i) Centrale telefonica TC-4 Centrale semplice (non multiplabile) a batteria locale (magneto-elettrica); componente principale il centralino BD-96, portatile, ad un posto di lavoro, trasportabile in cofano di lamiera utilizzato quale base nell'installazione. Peso totale circa kg. 270. Bicordi del tipo a chiamata transitante, con avvisatore di fine o richiamata a cartellino. Chiamata trasmessa su entrambi i cordoni del bicordo. Generatore a mano per la chiamata d'emergenza, incorporato. Un cordone con disco combinatore. Sei jack per conferenza. Equipaggiato con bobine separatrici per otto linee qualsiasi. Comprende il pannello BD-97 del distributore equipaggiato con protettori collegati ai morsetti serrafili delle linee in arrivo; sei pile BA-30; complesso di cuffia-pettorale per operatore; cavi sottogomma per connessione dei componenti; dotazione di manutenzione ME-11 contenente attrezzi, materiali di consumo e qualche parte di ricambio. Il pannello BD-97 comprende il generatore di chiamata Telering, che fornisce la corrente di chiamata quando è disponibile l'alimentazione in alternata a 110 v. 50 o 60 periodi. Il convertitore M-222 può essere usato, alimentato da due pile BA-23, per la chiamata, quando non è disponibile l'alimentazione per il Telering. La chiave di raggruppamento consente ad un solo operatore di servire due centralini affiancati. Quattro circuiti di presa di tronco, con cartellino, consentono l'allacciamento a centrali a batteria centrale, manuali od automatiche. Per l'allacciamento a centrali a batteria centrale, manuali od automatiche. Per l'allacciamento di tronchi a chiamata magneto-elettrica si usano i circuiti di presa per le normali linee a batteria locale.

l) Centrale telefonica TC-12. A batteria locale (magneto-elettrica), semplice (non multiplabile), di cui il centralino BD-91 è il componente principale, portatile, ad unico posto d'operatore, in cofano di lamiera utilizzato quale base nell'installazione. Peso totale circa kg. 100. Circuiti di bicordo a chiamata transitante, con cartellino di fine o richiamata. Generatore di chiamata a mano incorporato, per la chiamata d'emergenza. Un cordone con disco combinatore. Quattro linee equipaggiate con bobine separatrici. Comprende il complesso cuffia-pettorale per l'operatore, la dotazione di manutenzione ME-30 con attrezzi e materiali di consumo, senza parti di ricambio, ed un generatore di corrente di chiamata Telering alimentato a 110 volt, 50-60 periodi. La chiave di raggruppamento consente ad un solo operatore di servire due centralini affiancati. Protettori (fusibili e scaricatori) montati a tergo del centralino, insieme alla morsettiera che funge da permutatore. I tronchi con segnalazione a cartellino consentono l'allacciamento a centrali automatiche o manuali a batteria centrale su circuiti di presa di linea per abbonato comune. Le prese per linee a batteria locale (magneto-elettriche) sono utilizzabili anche per i tronchi a chiamata magneto-elettrica.

m) Centrale telefonica TC-1. Centrale trasportabile multipla, a batteria locale (magneto-elettrica) ed a batteria centrale; componenti principali tre centralini BD-80-A. Peso totale circa kg. 4500. Posizione a due pannelli; multiplabile in gruppi da 1 a 6 posti d'operatore in unico allineamento. Jack multiplati del tipo in serie, a disgiunzione senza i relè disgiuntori sul circuito di alimentazione di batteria centrale della linea. Lampadine di segnalazione per i tronchi in serie alle linee a batteria centrale, senza relè di linea. Cartellini sulle linee magneto-elettriche. Per i tronchi a chiamata magneto-elettrica sono utilizzabili i circuiti di presa di linea a batteria locale (magneto-elettriche). Circuiti di bicordo « universali » (cioè che consentono la commutazione promiscua di linee a batteria locale ed a batteria centrale), ad impedenza in derivazione, con condensatore in serie, con lampadine distinte sui due cordoni del bicordo per la batteria centrale e terza lampadina della segnalazione magneto-elettrica (fine o richiamata), di tipo non rimanente. I tronchi verso centrali automatiche o manuali a batteria centrale sono allacciati su prese di linea per abbonati normali, per chiamata magneto-elettrica in arrivo ed automatica in partenza. Con le centrali automatiche che invertono la linea quando il chiamato risponde, si spegne la lampadina all'atto della risposta e si riaccende alla fine comunicazione. Un generatore a mano presso ogni posto di lavoro, per chiamata d'emergenza. Jack speciali presso

ogni posto di lavoro consentono l'intervento di un secondo operatore equipaggiato con telefono EE-8-(). Una chiave di raggruppamento in ogni posizione consente il trasferimento dei circuiti di bicordo al circuito dell'operatore adiacente. Un cordone con disco combinatore ed un circuito per conferenza a 10 jack per ogni posto d'operatore. Cavi sottogomma di connessione per i vari componenti. I centralini BD-80-A possono essere disposti in multiplo con i BD-110, ma i circuiti di presa dei tronchi sono diversi e non possono essere multiplati. Inoltre i centralini BD-110 debbono essere installati sopraelevati su piattaforma, per ottenere i piani delle chiavi allo stesso livello. Comprende un permutatore FM-19 per ogni posizione di centralino installato, ognuno dei quali fornisce la terminazione a 100 linee, con i protettori ed i morsetti; quattro batterie BB-46 per 48 volt; gruppo elettrogeno PE-75; pannello di alimentazione BD-90; raddrizzatore RA-36; armadio prova e distribuzione alimentazione BE-72; 3 sedie; 6 complessi cuffia pettorale; cavi e rastrelliera cavi; dotazione di manutenzione ME-4 (parti di consumo, senza ricambi); apparato prova-linee di centrale; cofano BE-70-(). Materiale a consumazione, sostituito dalla TC-20.

n) *Centrale telefonica TC-5.* Consiste nei materiali addizionali per ricavare due centrali telefoniche da una centrale TC-1 o TC-10, o tre centrali telefoniche da due. Di particolare utilità nel trasferimento delle centrali telefoniche, per installare una centrale ad uno o due posti di lavoro nella nuova sede senza sospendere il servizio nella vecchia sede. Comprende batterie BB-56, raddrizzatore RA-36, pannelli d'alimentazione BD-90, armadi prova e distribuzione alimentazione BE-72, attrezzi di manutenzione, rastrelliera, cavi, ecc. Sostituita dalla AN/GTA-1-().

o) *Centrale telefonica TC-10.* Completa, trasportabile, multipla, a batteria locale (magneto-elettrica) ed a batteria centrale. Componenti principali tre centralini BD-110, che differiscono dal tipo BD-80-A (*vedi* TC-1) nella confezione ad armadio soltanto. Peso totale circa kg. 4500. Sostituita dalla TC-20.

p) *Centrale telefonica TC-20.* Completa, trasportabile, multipla, a batteria locale (magneto-elettrica) ed a batteria centrale. Componenti principali tre centralini BD-120, simili ai BD-110. (*Vedi* TC-10 e TC-1). Varianti, rispetto alla TC-1: alle tre posizioni della centrale completa può essere aggiunto un quarto centralino BD-120 nel medesimo allineamento; una chiave di sezionamento divide i circuiti di bicordo in due gruppi e consente l'impiego di due operatori per ogni posizione; un riscaldatore per ogni posizione, alla base. Questi centralini non possono essere multiplati con i BD-80-A della centrale telefonica TC-1, nè con i BD-110 della TC-10. Comprende un permutatore FM-64-() per ogni centralino installato, che fornisce la terminazione a 75 linee (protettori e morsetti); rastrelliera cavi; quattro batterie BB-46 per 48 volt; pannello alimentazione BD-132-(); gruppo elettrogeno PE-75; tre sedie; 6 complessi cuffia-pettorale; dotazione di manutenzione ME-63; dotazione attrezzi TE-44-(). Sostituisce le TC-1 e TC-10.

CAPITOLO 3.

LINEE DI TRASMISSIONE

219. Teoria della linea di trasmissione.

a) *Costanti primarie di una linea.*

Una linea a 2 fili supposti identici ed uniformi sia nel materiale che nelle dimensioni e disposizione di posa, può essere suddivisa idealmente in tratti di lunghezza unitaria, ognuno dei quali presenterà:

— in serie ai fili, una *resistenza ohmica* R, dipendente dal materiale e dimensione del filo, ed una *induttanza* L, dipendente dalle caratteristiche magnetiche del materiale circostante ai fili e di quello costituente i fili, dalle dimensioni e dalla posizione dei fili. Questi due elementi R ed L introducono una impedenza Z in serie alla linea, denominata anche impedenza longitudinale.

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

— in parallelo tra i due fili, una *capacità* C, dipendente dalle caratteristiche dielettriche del materiale circostante ai fili, dalla dimensione dei fili, dalla distanza tra i fili e dalla loro posizione rispetto ad altre masse, ed una *disperdenza* G, dipendente dall'isolamento tra i due fili e dalle perdite nel dielettrico. Questi due elementi C e G introducono una ammettenza Y in parallelo alla linea, denominata anche ammettenza trasversale.

$$Y = \sqrt{G^2 + \omega^2 C^2}$$

I quattro elementi R, L, G e C vengono denominati parametri, o costanti primarie della linea.

(La denominazione di *costanti* vale solo in prima approssimazione, in quanto sono relativamente indipendenti dalla principale variabile, che è la frequenza. In realtà, esse variano notevolmente con la temperatura, umidità, condizioni di posa, ecc. Tale variabilità è più accettuata nelle linee aeree che nelle linee in cavo. I vari tipi di conduttori campali sono assimilabili alle linee aeree od in cavo a seconda della stabilizzazione conferita ad essi per costruzione e metodo di posa).

b) *Equazioni della trasmissione.*

Nel calcolo delle linee per trasporto energia, i valori delle costanti primarie si suppongono concentrati in relativamente grandi tratti, ed anche si trascura completamente qualcuna di esse, come L e C. Ciò può essere ammesso per linee elettricamente corte e cioè nei casi in cui la lunghezza fisica della linea è notevolmente minore della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenea usata nella trasmissione dell'energia.

Le linee telefoniche, sono invece, elettricamente lunghe, e le semplificazioni di cui sopra condurrebbero a risultati erronei. Per ricavare le equazioni fondamentali della trasmissione le costanti devono, quindi, essere considerate uniformemente distribuite lungo la linea, cioè concentrate entro tratti infinitesimali di linea.

Supponendo una linea di lunghezza infinita il valore della tensione e della corrente in punto a distanza l dall'inizio è espresso in funzione della tensione E_i e della corrente I_i esistenti all'inizio della linea dalle seguenti equazioni:

$$E = E_i \, e^{-l\sqrt{ZY}} = E_i \, e^{-l\gamma}$$

$$I = I_i \, e^{-l\sqrt{ZY}} = I_i \, e^{-l\gamma}$$

in cui

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)\,(G + j\omega C)}$$

Il termine γ viene denominato costante di propagazione ed è costituito da una parte reale ed una parte immaginaria, rispettivamente designate α e β.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)\,(G + j\omega C)}$$

Risolvendo per α e β si ottiene:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)\,(G^2 + \omega^2 C^2)} + (GR - \omega^2 LC)\right]}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)\,(G^2 + \omega^2 G^2)} - (GR - \omega^2 LC)\right]}$$

α e β vengono denominate rispettivamente *costante di attenuazione* e *costante di fase*, espresse l'una in Neper per unità di lunghezza, l'altra in radianti per unità di lunghezza quando R, L, G e C sono in ohm, Henry, Mho e Farad per la stessa unità di lunghezza-doppino.

La costante di attenuazione è la parte reale della costante di propagazione, mentre la costante di fase ne rappresenta la parte immaginaria.

c) *Significato fisico delle costanti di attenuazione e di fase.*

Le due costanti α (attenuazione) e β (fase), oppure la costante risultante dalla loro composizione geometrica γ ($= \alpha + j\beta$, costante di propagazione) sono denominate *costanti secondarie.* A differenza delle primarie, sono funzione anche della frequenza ($\omega = 2\pi f$).

Le equazioni per la linea di lunghezza infinita possono essere scritte anche nella seguente forma:

$$E = E_i \, e^{-l(\alpha + j\beta)} \; ; \; I = E_i \, e^{-l(\alpha + j\beta)}$$

che rappresenta un'onda progressiva, di ampiezza decrescente, avanzante su una linea di lunghezza infinita od equivalente, come alla figura 230.

Ciascun punto della linea è sede di alternanze positive e negative di tensione (o corrente) il cui valore diminuisce rispetto all'ampiezza iniziale, allontanandosi dall'inizio della linea, e la cui fase, rispetto a quella all'inizio della linea, ritarda allontanandosi.

Il valore *efficace* della tensione e corrente lungo la linea decresce con legge esponenziale (logaritmica) di mano in mano che aumenta la distanza dell'origine.

Gli istanti di ampiezza massima e di ampiezza zero si verificano con maggior ritardo di tempo man mano che aumenta la distanza dell'origine caratterizzando l'onda progressiva di propagazione nella *linea di lunghezza infinita.*

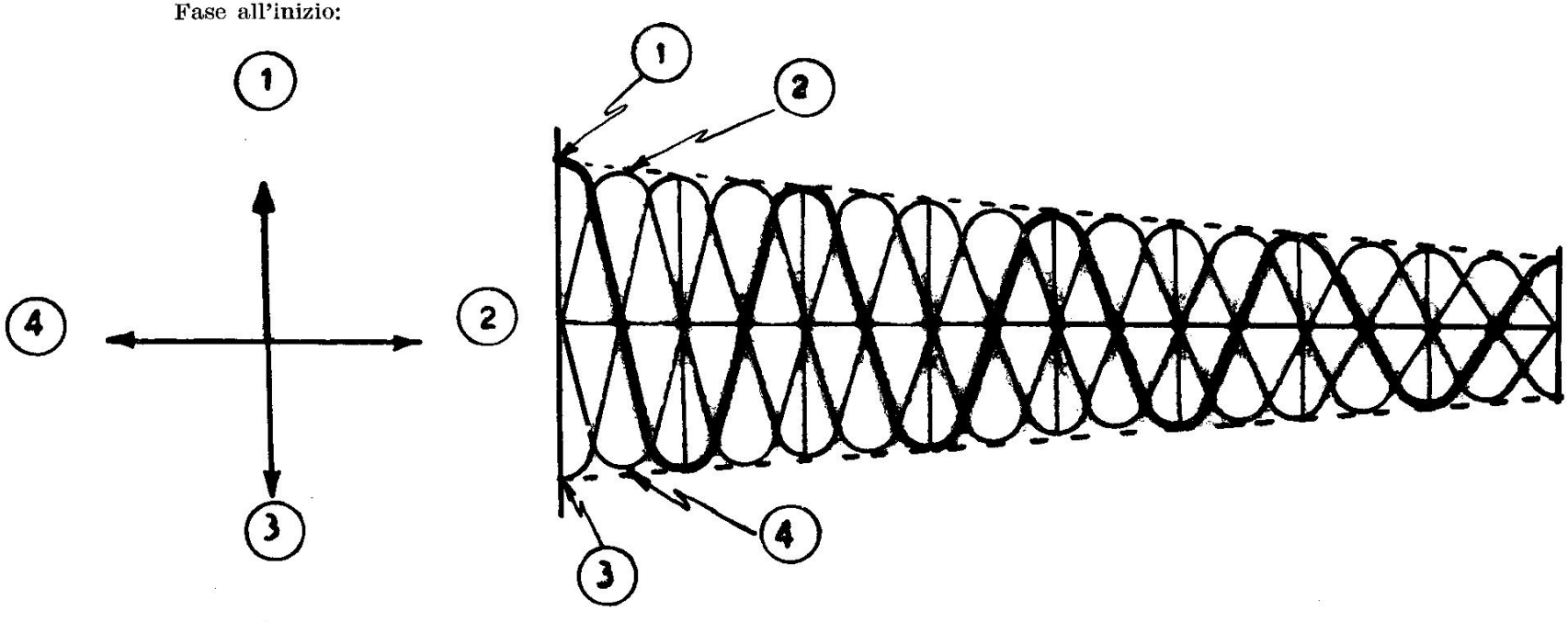


FIG. 230 – *Rappresentazione di un'onda progressiva.*

La lunghezza dell'onda di propagazione, essendo β l'angolo in radianti di cui l'onda si sfasa in ritardo per unità di lunghezza di linea sarà:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

(se β è in radianti per km, λ risulta in km).

Indicando con V la velocità di propagazione dell'onda sulla linea ed f la frequenza dell'onda, ed essendo $\lambda = V/f$ si avrà:

$$V = \lambda f = \frac{2\pi f}{\beta} = \frac{\omega}{\beta}$$

La velocità dell'onda di trasmissione è quindi data dalla pulsazione divisa per la costante di fase; in genere si approssima a quella della luce.

d) *Impedenza caratteristica della linea.*

In una linea omogenea di lunghezza infinita $E_i = I_i \sqrt{Z/Y}$, dove E_i ed I_i sono la tensione e corrente misurabili all'inizio della linea. L'impedenza misurabile all'inizio di una tale linea è:

$$Z_0 = \frac{E_i}{I_i} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Tale impedenza viene denominata *impedenza caratteristica* della linea in quanto è indipendente dal tipo di terminazione o di carico della linea e dipende esclusivamente dalle costanti primarie e dalla frequenza. Se una linea finita viene terminata su un carico avente impedenza *uguale* (in modulo ed angolo) a quella dell'impedenza caratteristica, ai fini della trasmissione essa è equivalente ad una linea omogenea di lunghezza infinita; cioè è sede di un'onda progressiva, senza riflessioni.

e) *Riflessione.*

Se una linea di lunghezza finita al terminale lontano è aperta od in corto circuito, in tale punto non vi può essere assorbimento d'energia, e quindi l'energia pervenutavi deve venire riflessa totalmente verso l'inizio della linea.

L'onda riflessa, in condizioni di dissipazione trascurabile della linea e di opportuno proporzionamento della lunghezza della linea, può essere nuovamente riflessa all'ingresso, ritrovarsi in opportuna relazione di fase con le onde preesistenti e dar luogo, componendosi ad esse, ad un'*onda stazionaria* con punti di tensione e di corrente di valore efficace massimo e nullo distribuiti lungo la linea. Tale è il caso della linea « risonante ».

Una linea con attenuazione apprezzabile e con terminazione non adattata, cioè collegata ad un carico avente impedenza diversa da quella caratteristica, rappresenta un caso intermedio tra la linea ad onda progressiva, cioè di lunghezza infinita od equivalente (chiusa sull'impedenza caratteristica) e quella « risonante ». Solo una parte dell'energia trasmessa è riflessa dalla terminazione disadatta, e si manifesta la sovrapposizione di un'onda progressiva con un'onda stazionaria.

Il disadattamento d'impedenza o la disuniformità nell'impedenza di una linea telefonica ha per effetto principale quello di provocare una perdita supplementare per riflessione, espressa in *db* dalla seguente formula:

$$P_r \underset{(\text{db})}{=} 20 \log \left| \frac{Z_1 + Z_2}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \right|$$

in cui debbono essese considerati sia la parte reale e sia la parte immaginaria di Z_1 e Z_2.

f) Le espressioni di α (costante di attenuazione) e di β (costante di fase) risultano di applicazione laboriosa. Per calcoli speditivi e di prima approssimazione possono essere utilizzate le equazioni riportate nella tabella della figura 231 insieme alle equazioni generali.

La validità di queste equazioni semplificate è tanto maggiore quanto più sono avvicinate le ipotesi semplificative su cui si basano, e particolarmente:

1) *per le linee aeree:* $\omega L > R$ e $\omega C > G$.

La prima condizione è generalmente intrinseca nella costruzione della linea aerea; la seconda equivale all'esistenza di buone condizioni di isolamento, quale una resistenza d'isolamento di 10 Megaohm per km o maggiore;

2) *per linee in cavo:* ωL e G trascurabili.

La prima condizione è generalmente intrinseca nella costruzione del cavo; la seconda è equivalente all'esistenza di buone condizioni d'isolamento generalmente soddisfatte dai cavi in stato di efficienza normale.

Tipo di linea	Costante di attenuazione α	Costante di fase β	Velocità di propagazione di fase vg	Impedenza caratteristica Z_0
(1) Linea omogenea qualsiasi	$\sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)\ (G^2+\omega^2C^2)} + \frac{1}{2}(RG-\omega^2LC)}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)\ (G^2+\omega^2C^2} - \frac{1}{2}(RG-\omega^2LC)}$	$\frac{\omega}{\beta}$	$\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$
(2) Linea aerea ($\omega L > R$; $\omega C > G$)	$\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$
(3) Linea in cavo ($L = 0$; $G = 0$)	$\sqrt{\frac{1}{2}\ \omega RC}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\ \omega RC}$	$\sqrt{\frac{2\omega}{RC}}$	$\sqrt{\frac{R}{\omega C}}\ \angle\ 45°$
(4) Linea non distorcente $\left(\frac{R}{L} = \frac{G}{C}\right)$	$\sqrt{RG}$	$\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}\left(=\sqrt{\frac{R}{G}}\right)$
(5) Linea con bassa dissipazione ($G = 0$; $R << \omega L$)	$\frac{R}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$	$\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$

NOTE: α in N/km; β in radianti/km; v in km/sec; Z_0 in ohm; R in ohm; G in Mho/km = 1/ohm/km; L in Henry/km; C in Farad/km; $\omega = 2\pi f$; f in cicli/sec.
1 Neper = 8,7 db.

FIG. 231 – *Tabella formule per il calcolo costanti secondarie di una linea.*

220. Linee pupinizzate.

a) Le costanti di attenuazione e di fase della linea omogenea, sono funzioni crescenti della frequenza. La curva rappresentativa della costante d'attenuazione α in funzione della frequenza parte del valore $\alpha_0 = RG$ per $f = 0$ e tende asintoticamente per frequenza di valore infinito, al valore.

$$\alpha = \frac{1}{2}\left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}\right)$$

La curva della costante di fase β parte, invece, dal valore zero per $f = 0$ e tende all'andamento $\beta = \omega\sqrt{LC}$ per $f = \infty$.

Quando $RC = LG$ (condizione di Heaveside):

— l'attenuazione è, ad ogni frequenza, minima, indipendente dalla frequenza e pari al valore per frequenza zero, cioè $\sqrt{RG}$;

— la costante di fase è proporzionale alla frequenza;

— la velocità di propagazione è indipendente dalla frequenza;

— l'impedenza caratteristica è una resistenza pura ed indipendente dalla frequenza.

La condizione di Heaveside rappresenta una condizione ideale di trasmissione perchè consente l'attenuazione minima compatibile con i valori delle costanti dissipative della linea R e G e la costanza dell'attenuazione e della velocità di propagazione, con conseguente eliminazione della distorsione d'ampiezza e della distorsione di fase. Tale linea viene denominata « non distorcente ».

b) La condizione di Heaveside ($RC = LG$) non è mai realizzata naturalmente nelle linee pratiche, in cui il prodotto RC risulta generalmente assai superiore al prodotto LG. Ad esempio, in una linea aerea tipica, con conduttori in bronzo da 3 mm. si ha:
$R = 5{,}40$ ohm/km; $C = 4{,}94 \times 10^{-9}$ F/km; $L = 2{,}35 \times 10^{-3}$ H/km; $G = 0{,}02 \times 10^{-6}$ Mohm/km; e di conseguenza $RC = 26{,}7 \times 10^{-9}$ ed $LG = 0{,}047 \times 10^{-9}$. Nei circuiti in cavo si presentano condizioni ancora peggiori, dato che R e C hanno valori assai maggiori della linea aerea, ed L e G valori assai minori.

c) Per avvicinarsi alla condizione di Heaveside, senza però mai raggiungerla nei casi pratici, si ricorre ad un accrescimento artificiale della induttanza L.

La pupinizzazione consiste nell'accrescere L inserendo delle bobine di autoinduzione (bobine di Pupin) ad intervalli regolari sui conduttori di linea.

Per un calcolo speditivo e per frequenze sufficientemente distanti da zero e da quella d'interdizione possono essere utilizzate le seguenti formule approssimate;

1) Costante di attenuazione $\alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2C}\sqrt{\frac{L}{C}}$

2) Costante di fase $\beta = \omega\sqrt{L_0 C_0}$

3) Velocità di propagazione $vg = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$

4) Impedenza caratteristica a metà sezione $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

5) Frequenza d'interdizione $f_i = \frac{1}{\pi\sqrt{L_0 C_0}}$

in cui R, G, L e C sono espresse in ohm/km, Mohm/km, H/km, F/km, α in Neper/km, β in radianti/km, $\omega = 2\pi f$ (in cicli al secondo), Z_c in ohm, f_i in cicli al sec.; L_0 e C_0 si riferiscono all'induttanza di *una* bobina di Pupin ed alla capacità di *una* sezione di pupinizzazione ($C_0 = sC$; $L_0 = sL$, ove s è la lunghezza della sezione di pupinizzazione in km).

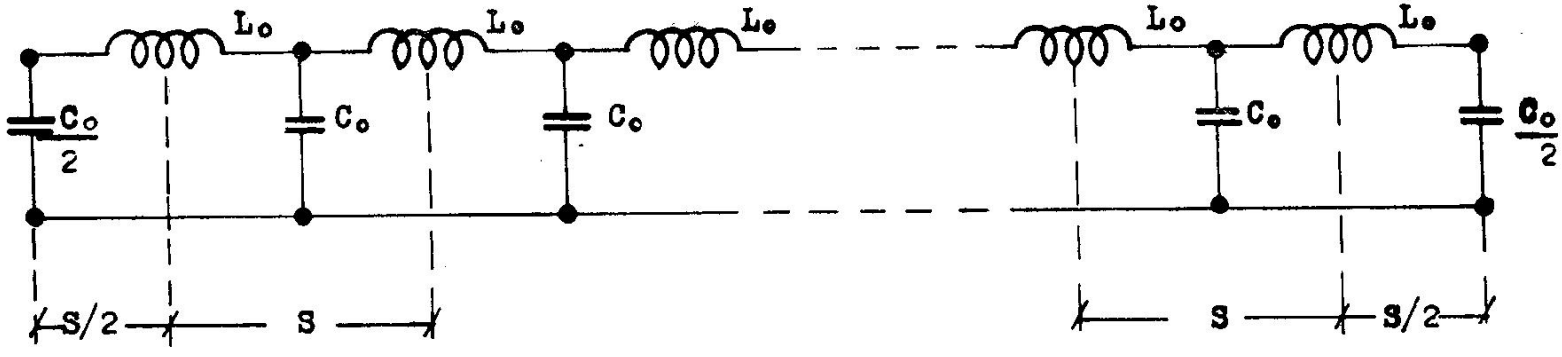
La presenza della frequenza d'interdizione è la principale differenza della linea pupinizzata rispetto alla linea non distorcente ideale. Essa si deve al fatto che nella linea pupinizzata l'induttanza aggiuntiva (cioè praticamente tutta l'induttanza della linea) è concentrata sulle bobine di Pupin, anzichè uniformemente distribuita. Ciò rende la linea pupinizzata simile ad una catena di filtri passabasso, che presentano tutti una frequenza di taglio, appunto di $f_i = \frac{1}{\pi\sqrt{L_0 C_0}}$.

Quindi nelle linee pupinizzate la costante di attenuazione rimane relativamente invariata e minima soltanto in un intervallo di frequenza compreso tra valore prossimo a zero cicli e valore prossimo a quello di f_i (fino a circa il 70 % di f_i), oltre al quale l'attenuazione tende ad aumentare rapidamente:

Le formule da 1) a 5) mostrano anche che:

— *a parità di passo di pupinizzazione*, la frequenza d'interdizione e la velocità di propagazione sono inversamente proporzionali

Terminazione a mezza sezione (a π)



Terminasione a mezza bobina (a T)

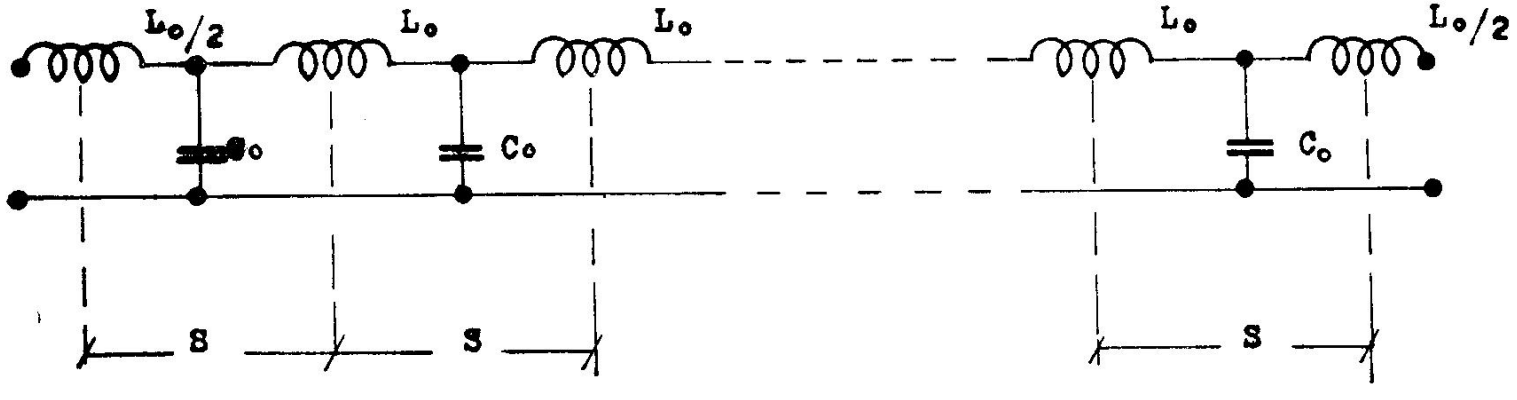


FIG. 232 – *Terminazione delle linee pupinizzate.*

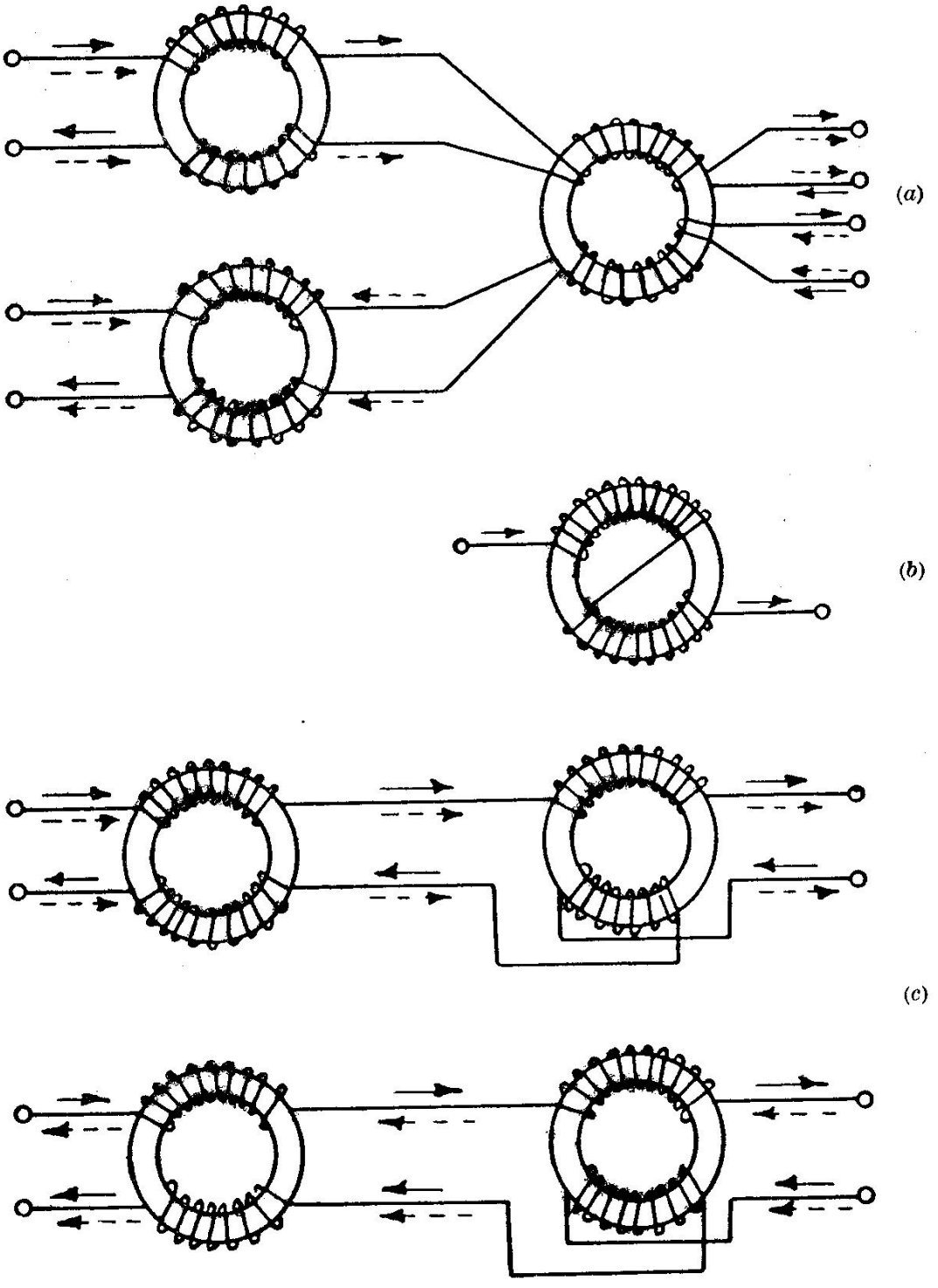


FIG. 233 – *Bobine di pupinizzazione.*

alla radice quadrata della carica aggiuntiva L_0, mentre l'impedenza caratteristica è direttamente proporzionale ad L_0;

— *a parità di carica* L_0, la frequenza d'interdizione, la velocità di propagazione e l'impedenza caratteristica sono inversamente proporzionali alla radice del passo di pupinizzazione s.

d) Nelle linee pupinizzate il valore dell'impedenza caratteristica dipende, oltre che dalle costanti primarie, dalla costituzione della prima e dell'ultima sezione.

Per presentare all'ingresso ed all'uscita la propria impedenza caratteristica la linea pupinizzata deve terminare con una mezza bobina (catena a T) o con una mezza sezione (catena a π), nel modo indicato alla figura 232.

e) Le bobine di pupinizzazione sono generalmente avvolte su nuclei toroidali, costituiti da gran numero di spire di filo di ferro o da polvere di permalloy compressa con cementi isolanti. Con l'uso di materiale a più elevata permeabilità magnetica, basse perdite e peso specifico modesto il volume e peso delle bobine negli ultimi anni è stato progressivamente ridotto.

Le bobine per circuiti reali hanno due avvolgimenti bilanciati, ognuno collegato in serie su un filo della linea e in modo che la medesima corrente di linea generi nella bobina due flussi che si sommano.

Le bobine per circuito virtuale hanno quattro avvolgimenti, ognuno inserito su uno dei quattro fili e collegato in modo che la corrente che percorre i circuiti reali non generi alcun flusso risultante, mentre quella che percorre il virtuale generi due flussi che si sommano.

Alla figura 233 (*a*) sono rappresentate schematicamente 2 bobine per circuiti reali ed una per virtuale. Nella costruzione effettiva delle bobine, però, per i circuiti reali i due avvolgimenti anzichè essere disposti ciascuno su metà del nucleo sono avvolti per metà sulla parte superiore del nucleo e per metà sulla parte inferiore, come indicato per un solo avvolgimento nella figura 233 (*b*). Questa disposizione ha lo scopo di evitare possibili disimmetrie. Naturalmente la stessa disposizione simmetrizzante è adottata anche nella bobina del virtuale il cui nucleo viene perciò diviso in quattro parti, con due avvolgimenti per ogni quadrante.

Il sistema a 3 bobine della figura 233 (*a*) può considerarsi derivato dal sistema equivalente a 4 bobine della figura 233 (*c*) nel quale le bobine di sinistra caricano i circuiti reali e quelle di destra il virtuale. Anche questo sistema è stato usato praticamente (principalmente in Germania).

Le bobine di pupinizzazione sono racchiuse in contenitori metallici e, per i cavi, sistemate in casse poste entro camerette sotterranee. Per le linee aeree sono montate sui pali, al livello delle traverse.

I requisiti delle bobine sono fissati dal C.C.I.F., che stabilisce i valori di stabilità magnetica, induttanza, squilibri d'induttanza, diafonia isolamento, rigidità dielettrica, ecc. La resistenza effettiva, misurata a corrente alternata di 2400 cicli, non deve superare 175 ohm per Henry. La differenza tra questa resistenza effettiva e la resistenza ohmica (a corrente continua) non deve superare i 125 ohm per Henry.

221. Pupinizzazione delle linee militari e civili.

a) Il metodo militare U.S.A. per indicare il tipo di pupinizzazione consiste in due o tre numeri, dei quali il primo rappresenta la lunghezza della sezione di pupinizzazione (in piedi), il secondo l'induttanza della bobina di Pupin per il circuito reale (in mH), il terzo l'induttanza della eventuale bobina di Pupin per il circuito virtuale (in mH). Ad esempio: 6000-88-50.

b) Il tipo di pupinizzazione militare U.S.A. consiste in bobine di Pupin da 88 mH (bobina tipo C-114) distribuite ad intervalli di 1 miglio (m 1609) sulle linee in cordoncino W-110-B (5280-88), ad intervalli di 5/8 di miglio (m. 1000) o di 1¼ miglia su linee in cordoncino W-143 (33000-88 o 6600-88) e ad intervalli di 6000 piedi (m 1830) nei cavi sottopiombo (6000-80). La frequenza di taglio di queste pupinizzazioni è sufficientemente elevata per la telefonia a frequenza vocale, ma non consente il funzionamento a frequenza portanti.

La pupinizzazione adottata nel cavo CC-358 (Spiral four), con bobine incorporate vi determina invece una frequenza di taglio più elevata e compatibile col funzionamento a frequenza portanti, perchè il passo di pupinizzazione è solo di ¼ di miglio (400 metri), il cavo presenta una capacità relativamente bassa (0,075 μF per km, contro circa 0,12 per km degli altri conduttori campali) e l'induttanza della bobina è di soli 6 mH.

c) Alla tabella in figura 234 è riportata l'attenuazione ed il limite di trasmissione ottenibile con la pupinizzazione nelle linee con conduttori campali.

La riduzione di attenuazione ottenibile con la pupinizzazione è massima per il cordoncino a lunga distanza W-143 in cui la dispersione è minima (l'aumento dell'impedenza caratteristica provoca un aumento delle perdite in parallelo, cioè per dispersione, ed una diminuzione delle perdite in serie, cioè per resistenza); nel cordoncino W-110-B, in cui la dispersione tende ad essere elevata, la diminuzione di attenuazione è minore. In tutti i conduttori, comunque, se l'isolamento tra i fili o verso terra diviene deficiente (ad esempio, per dispersione nelle congiunzioni) le perdite per conduttanza in parallelo divengono elevate ed il limite di trasmissione della linea pupinizzata può diminuire al punto da risultare inferiore a quello della linea non pupinizzata.

d) Qualsiasi deviazione dall'uniformità nel valore dell'induttanza delle bobine di Pupin o nella lunghezza delle sezioni di pupinizzazione provoca irregolarità d'impedenza nel circuito. Tale inconveniente deve essere evitato particolarmente nei circuiti a 2 fili da impiegare con amplificatori a 2 fili. Nel caso del cordoncino W-110-B, od altri tipi non sbabilizzati, sia l'impedenza caratteristica che la frequenza di taglio sono influenzate dalle condizioni atmosferiche consentendo l'impiego di amplificatori a 2 fili solo con guadagno ridotto.

FIG. 234 - *Tabella limiti di trasmissione con pupinizzazione campale.*

Tipo di conduttore	Tipo di pupinizzazione	Attenuazione a 1000 cicli (db/km)	Limite di trasmissione (km)	Impedenza caratteristica (ohm)
W-110-B	non pupinizzato	1,80	17	300-j270
	5280-88	1,00	30	775-j105
W-143	non pupinizzato	0,75	40	130-j105
	3300-88	0,20	150	870-j20
CC-358-() (spiral-four)	1320-6	0,46	65	475-j105
W-1 () TT	non pupinizzato	1,37	22	382-j356
	5280-88	0,50	60	

Nota - 5280-88 significa passo di pupinizzazione di 5280 piedi, bobina da 88 mH; analogamente 3300-88 e 1320-6.

— I dati riportati sono per filo radio.

e) Nella tabella in figura 235 sono riportate le caratteristiche dei cavi pupinizzati impiegati in Italia. I primi 8 tipi elencati nella tabella sono rispondenti alle raccomandazioni del C.C.I.F. del 1934, e quindi quelli di più frequente impiego universale.

Alla figura 236 sono riportati i grafici della caratteristica « attenuazione-frequenza » di alcuni cavi pupinizzati tipici.

f) Per il riscontro con le notazioni U.S.A. si tenga presente che:

(M)	2745 metri	=	9000 piedi					
	2000 metri	=	6552 piedi	diam.	mm	0,8	=	gauge 20
(H)	1830 metri	=	6000 piedi	»	»	0,9	=	» 19
	1700 metri	=	5577 piedi	»	»	1,3	=	» 16
(B)	915 metri	=	3000 piedi	»	»	1,4	=	» 15

g) Ai fini delle verifiche di funzionamento della chiamata o segnalazione in corrente continua od a 20 periodi, ed in difetto di dati specifici, per i cavi pupinizzati possono essere presunti:

— per diam. 0,9 mm 55 ohm per km doppino

— per diam. 1,3 mm 26,4 ohm per km doppino

— 50 ohm per Henry, per ogni bobina di pupinizzazione.

222. Calcolo costanti primarie delle linee.

a) *Resistenza.*

Occorre distinguere la resistenza a corrente continua da quella alle frequenze più elevate. La resistenza a corrente continua è data dalla formula:

$$R = \varrho \text{ (resistività)} \frac{l \text{ (lunghezza)}}{s \text{ (sezione)}}$$

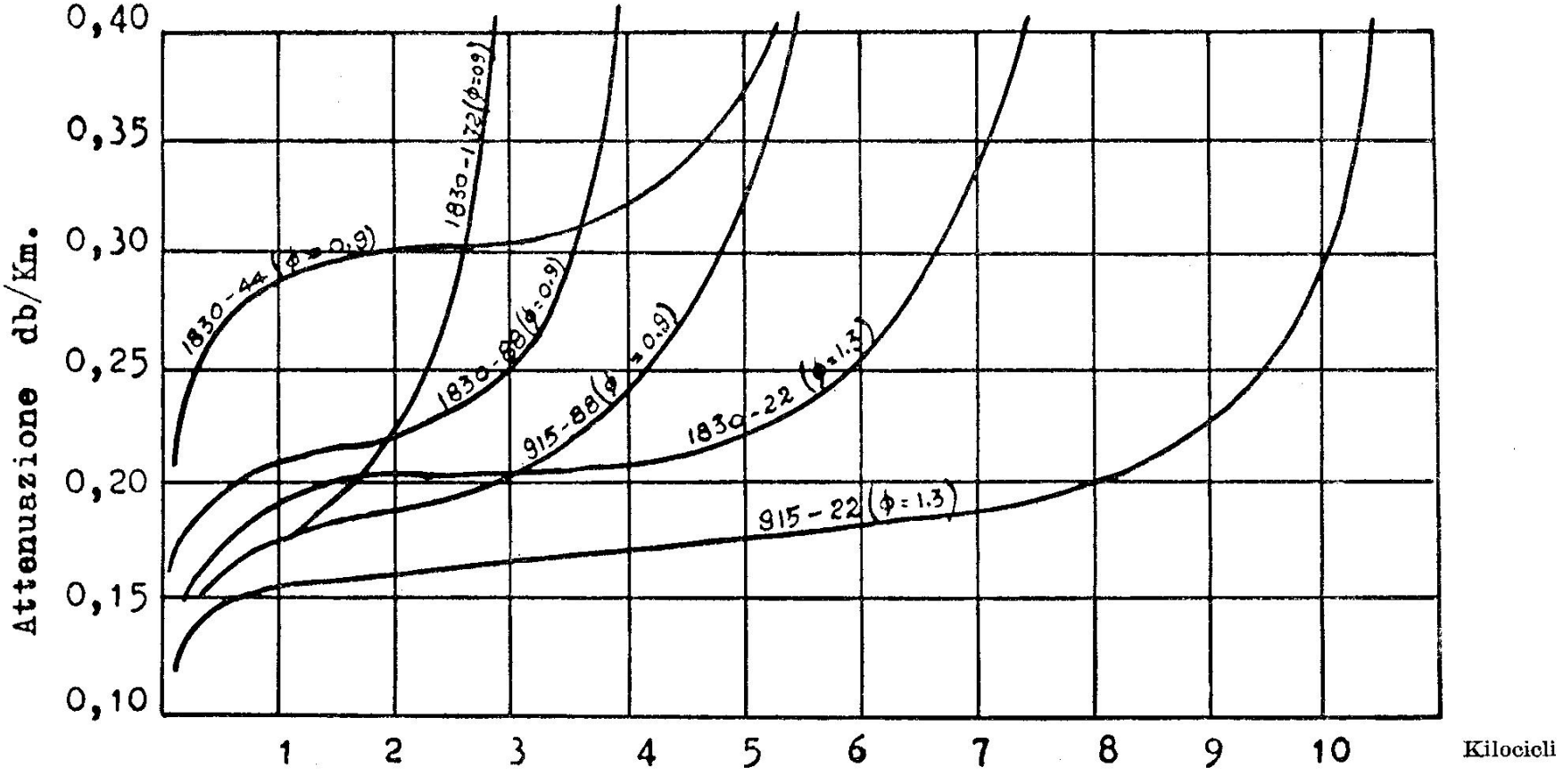
I valori della resistività ϱ alla temperatura di 20° C per i conduttori più comuni sono:

Rame crudo normale	ϱ = 17,8	ohm	mmq/km
Rame elettrolitico (cavi)	ϱ = 17,2	»	»
Bronzo tipo 50	ϱ = 19,5	»	»
Bronzo fosforoso (telefonico) . . .	ϱ = 29,2	»	»
Alluminio crudo	ϱ = 28,4	»	»
Lega di alluminio	ϱ = 32,5	»	»
Ferro	ϱ = 200	»	»
Acciaio tipi 60 e 130	ϱ = 200 ÷ 200	»	»

Tipo di carica		Diametro del conduttore in mm	Frequenza di taglio in cicli	Impedenza caratterist. in ohm	Attenuaz. ad 800 cicli in Neper/km	(*)
1.890 44-25 (H 44-25)	reale	0,9	5.800	790	0,0390	si
	virtuale		6.000	470	0,0328	
	reale	1,3	5.800	790	0,0197	
	virtuale		6.000	470	0,0166	
1.830 88-50 (H 88-50)	reale	0,9	4.100	1.120	0,0275	si
	virtuale		4.240	670	0,0233	
915 88-50 (B 88-50)	reale	0,9	5.800	1.590	0,0228	si
	virtuale		6.000	940	0,0190	
1.830 44-18 (H 44-18)	reale	0,9	5.800	790	0,0390	si
	virtuale		7.000	400	0,0385	
1.830 88-36 (H 88-36)	reale	0,9	4.100	1.120	0,0272	si
	virtuale		5.000	560	0,0268	
915 88-36 (B 88-36)	reale	0,9	5.800	1.590	0,0222	si
	virtuale		7.000	800	0,0220	
1.700 30-12	reale	0,9	7.700	730	0,0390	si
	virtuale		9.800	370	0,0385	
	reale	1,4	7.250	710	0,0166	
	virtuale		9.000	360	0,0164	
2.000 50-20	reale	0,9	5.340	855	0,0308	si
	virtuale		6.840	440	0,0353	
1.700 140-56	reale	0,9	3.500	1.570	0,0195	no
	virtuale		4.400	780	0,0190	
	reale	1,4	3.400	1.520	0,0095	
	virtuale		4.300	760	0,0095	
1.830 177-63 (H 177-63)	reale	0,9	2.900	1.500	0,0217	no
	virtuale		8.600	740	0,0228	
	reale	1,3	2.900	1.500	0,0121	
	virtuale		3.600	740	0,0125	
1.830 177-107 (H 177-107)	reale	0,9	2.900	1.590	0,0214	no
	virtuale		2.900	740	0,0177	
	reale	1,3	2.900	1.590	0,0119	
	virtuale		2.900	970	0,0150	
1.830 120 (H 120)	reale	0,9	3.840	1.260	0,0265	no
	virtuale	1,3	3.340	1.260	0,0145	
2.000 190-70	reale	1,4	2.740	1.630	0,0097	no
	virtuale		3.250	775	0,0101	
3.270 65	reale	0,8	3.500	800	0,0450	no

(*) Secondo le raccomandazioni del C.C.I.F., anno 1934.

FIG. 235 – *Tabella caratteristiche dei cavi pupinizzati italiani.*



(I grafici sono riferiti a cavi con capacità di 0,04 μF/km ed alla temperatura di 13° C).

FIG. 236 – *Grafico caratteristiche di cavi pupinizzati tipici.*

La *resistenza effettiva* dipende dalla frequenza ed è maggiore di quella ohmica. Per le frequenze di 800 e 1000 cicli, adottate e riferimento della banda vocale, non si commette però errore apprezzabile adottando per R il valore ohmico (a corrente continua). Per frequenze più elevate e per il rame elettrolitico può essere usata la seguente formula:

$$R = \frac{166\sqrt{f}}{d} \text{ a } 20°\text{C } (R \text{ in } \mu\Omega/\text{m; diam. } d \text{ in mm}).$$

Al variare della temperatura ambiente la resistenza ohmica del rame varia con la seguente formula:

$$R_{t0} = R_{20°} [1 + 0{,}0039 \ (t° - 20°)]$$

Quale dato pratico, tener presente che un aumento di temperatura di 10° C provoca, se il conduttore è di rame, un aumento della R di circa il 4 %. Per conseguenza, l'attenuazione cresce pure del 4 % se si tratta di linea aerea, e solo del 2 % se si tratta di linea in cavo.

Su linee a 2 fili, per R si intende la resistenza del doppino; per un circuito virtuale la resistenza è esattamente metà di quella dei circuiti reali.

b) *Induttanza.*

Due fili paralleli e chiusi alle estremità costituiscono una spira, la cui induttanza è funzione delle due dimensioni geometriche e della permeabilità magnetica, μ del mezzo isolante. Poichè per l'aria e per i comuni isolanti $\mu = 1$, l'induttanza di una linea a 2 fili è data dalla seguente formula:

$$\underset{(\text{H/km})}{L} = \left(1 + 9{,}21 \ lg \frac{2D}{d}\right)10^{-4} = \left(1 + 4 \ ln \frac{2D}{d}\right)10^{-4}$$

in cui D è la distanza tra i due fili e d il loro diametro, espressi entrambi nella medesima unità.

c) *Capacità.*

In una linea occorre considerare la capacità diretta tra due fili, C_e, e la capacità verso terra (od altre masse) di ciascun filo, C_t. Queste due capacità parziali sono date dalle seguenti formule:

$$C_e = \frac{\varepsilon r}{36 \ ln \frac{D}{r}} \ (\mu\text{F/km}); \ C_t = \frac{\varepsilon r}{18 \ ln \frac{2n}{r}} \ (\mu\text{F/km})$$

dove:

ε = costante dielettrica relativa dell'isolante
r = raggio dei conduttori
h = distanza da terra del conduttore
D = distanza tra i conduttori

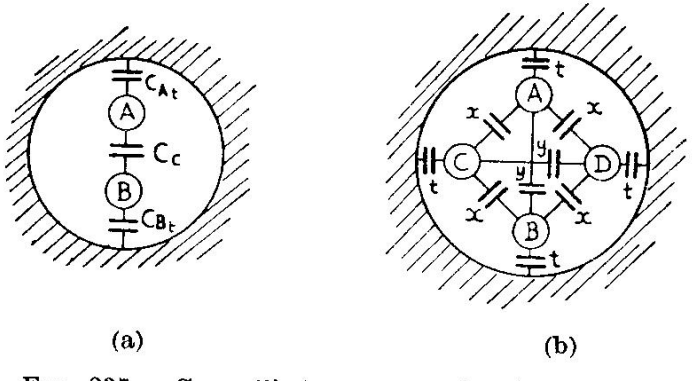
} espressi nella stessa unità di misura.

Su linee aeree la capacità verso terra C_t, è trascurabile, rispetto alla C_e.

La costante dielettrica relativa ε (ottenuta dal rapporto tra quella del vuoto e quella del materiale) ha i seguenti valori:

aria	= 1
carta secca	= 1,5 ÷ 1,7
carta impregnata	= 3 ÷ 4
gomma pura	= 2,3 ÷ 3,5 (dipende dalle mescole)
gomma mista	= 3 ÷ 6
guttaperca normale, (per cavi)	= 2,8...3,5
polietilene	= 2,3
polivinilici	= 4

Viene denominata « capacità mutua », C, quella misurabile tra i due fili, quando tutti gli altri fili del cavo (o palificazione) sono collegati a terra. In pratica tale capacità è quella effettivamente esistente nella linea in condizioni di servizio, poichè i sistemi di conduttori, e particolarmente i cavi, vengono costruiti in modo che la trasmissione su una coppia lasci inalterato il potenziale delle altre coppie. Di conseguenza C, la capacità mutua, viene assunta quale costante primaria. Essa è la risultante della composizione di più capacità parziali del tipo C_e e C_t.



(a) (b)

FIG. 237 - *Capacità in una coppia ed in una bicoppia.*

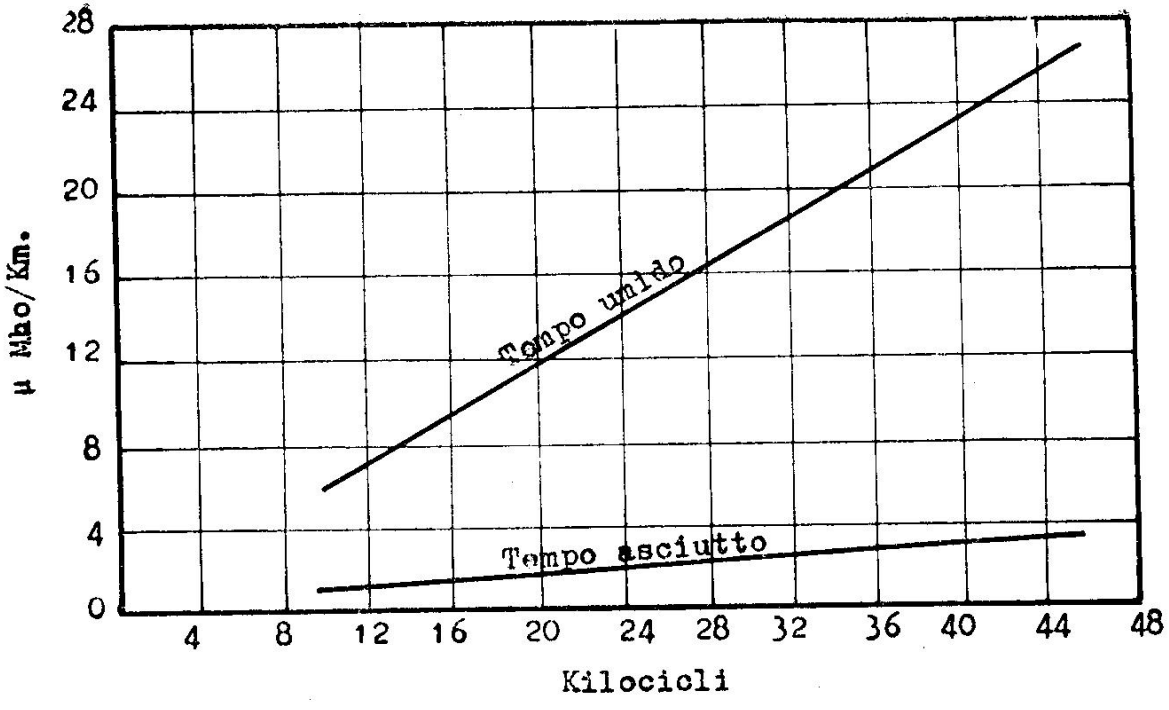


FIG. 238 – *Valori medi della disperdenza sulle linee aeree in funzione della frequenza.*

Nel caso di una *coppia* in cavo rappresentando convenzionalmente la terra con un cerchio attorno ai conduttori, lo schema delle capacità parziali è quello indicato nella figura 237 (*a*); la capacità mutua C tra A e B è la risultante di tre capacità parziali, ma essendo in pratica $C_{At} = C_{Bt} = C_t$, essa è espressa dalla seguente formula:

$$C = C_e + \frac{C_t}{2}$$

Nel caso di una *bicoppia* in cavo, lo schema delle capacità parziali è indicato nella figura 237 (*b*). Quando esiste la simmetria, come nel caso in figura, si ha:

$$C = C_{AB} = C_{CD} = x + y + - \frac{t}{2}$$

e, per il circuito virtuale:

$$C_{virt} = 4x + t.$$

La capacità dei circuiti in cavo, qualunque sia il tipo di cordatura ed il diametro, generalmente è stabilita per capitolato di 38,5 μF/km per il circuito reale. Di conseguenza per il virtuale risulta un valore di 62,5 μF/km nei cavi cordati D.M. e di 105 μF/km in quelli a stella.

Un circuito aereo con conduttori in bronzo da 3 mm posti in quadrato con 30 cm di lato presenta per il reale una capacità $C = 6$ μF/km e per il virtuale una capacità di 13,8 μF/km.

d) *Disperdenza.*

La disperdenza G assomma tutte le perdite esterne ai due conduttori e tiene conto quindi, oltre a quelle per la resistenza dell'isolamento, anche delle perdite nel dielettrico. Quest'ultime aumentano in ragione lineare con la frequenza; ne risulta l'andamento medio al variare della frequenza, indicato nella figura 238 per una linea aerea.

Tuttavia, per frequenze non molto elevate non si commette errore apprezzabile trascurando la parte dipendente della frequenza, ed allora la disperdenza può confondersi con l'inverso del valore della resistenza d'isolamento, generalmente misurata tra un filo e tutti gli altri fili collegati alla terra.

Non si dispone di una formula per il calcolo della disperdenza, nè della resistenza d'isolamento. Per i cavi, nei capitolati di fornitura è prescritta una resistenza d'isolamento di 10.000 Megaohm/km, corrispondente ad una disperdenza di 10^{-10} Mho/km.

Le linee aeree anche meglio costruite presentano una resistenza d'isolamento variabile con le condizioni meteorologiche, che influenzano lo stato superficiale dei conduttori. Una buona linea aerea permanente presenta un isolamento minimo di un Megaohm/km, corrispondente ad una disperdenza di 1 μMho/km.

223. Diafonia.

a) Quando coesistono sulla stessa palificazione o cavo, più circuiti, la conversazione su un circuito talvolta può essere udita, più o meno debolmente, anche sugli altri circuiti paralleli. Tale fenomeno viene denominato *diafonia* ed è pregiudizievole, poichè un eccesso di diafonia può ostacolare la conversazione regolare. Di conseguenza i circuiti devono essere progettati in modo da contenerla entro i valori tollerabili.

La causa generale della diafonia è il trasferimento di energia che avviene tra un circuito e l'altro, di tipo *induttivo*, mediante il campo magnetico, e di tipo *capacitivo*, mediante il campo elettrico.

Sia la diafonia induttiva che quella capacitiva si combattono invertendo la posizione dei fili del circuito disturbato rispetto al disturbante. Tale espediente si concreta nelle trasposizioni ad incroci od a rotazione per le linee aeree, e nella cordatura a spirale per i cavi.

Nella figura 239 è indicata un'unica trasposizione al centro del circuito disturbato. La f. e. m. indotta nella prima metà del circuito dovrebbe risultare uguale ed opposta a quella della seconda metà, per quanto riguarda l'effetto induttivo. Riguardo all'effetto capacitivo analogamente la trasposizione dovrebbe consentire il bilanciamento delle capacità.

In realtà ciò non avviene integralmente, poichè la corrente che circola nella seconda parte del circuito disturbante ha ampiezza minore e fase diversa da quella nella prima parte. Le correnti diafoniche nel loro cammino variano la propria fase originaria giungendo talora a sommarsi anzichè a sottrarsi, oppure possono fruire di un terzo circuito come tramite, ecc. Di conseguenza i metodi di trasposizione nelle linee aeree, ed i metodi di bilanciamento della capacità nelle linee in cavo richiedono maggiore elaborazione.

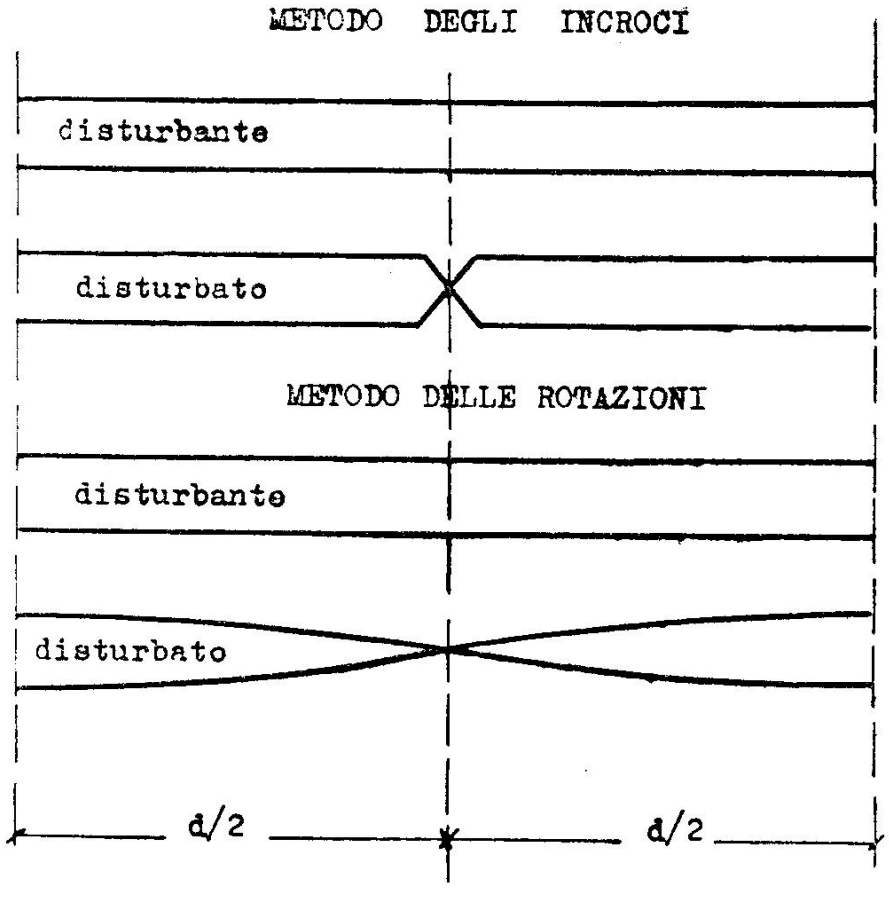


FIG. 239 - *Paradiafonia e telediafonia.*

La diafonia tende ad aumentare con l'aumento:

(a) della frequenza di funzionamento (maggiore accoppiamento induttivo e capacitivo tra circuiti);

(b) del dislivello d'energia fra circuiti (una medesima energia disturbante danneggia maggiormente un circuito con segnale debole, che uno con segnale forte;

(c) della lunghezza dei tratti paralleli (senza trasposizioni) nelle linee aeree;

(d) della disimmetria (squilibrio) delle capacità tra i fili e verso terra, nei circuiti in cavo.

b) Si definisce *paradiafonia* la diafonia rilevabile all'estremità vicina del circuito disturbato, cioè allo stesso lato in cui sul circuito disturbante è applicata la sorgente di disturbo; *telediafonia*, quella rilevabile all'estremità lontana del circuito disturbato, cioè al lato opposto a quello in cui sul circuito disturbante è applicata la sorgente del disturbo (fig. 240).

La distinzione tra paradiafonia e telediafonia si basa quindi, sulla direzione di propagazione dell'energia dall'estremità generatrice del circuito disturbante, verso l'estremità di ricezione nel circuito disturbato.

Si definisce *attenuazione di diafonia intrinseca* il rapporto espresso in *db* tra la potenza del disturbo trasferito nel circuito disturbato e la potenza esistente nel circuito disturbante (misurate entrambe in punti ed in condizioni di terminazione determinante dei due circuiti). Con l'attenuazione di diafonia si esprime il grado di accoppiamento diafonico esistente tra due circuiti.

Il grado di accoppiamento, e quindi la diafonia, sono tanto minori quanto maggiori è il numero di *db* che esprime l'attenuazione di diafonia.

Talora il grado di accoppiamento diafonico viene espresso in « unità di diafonia », pari ad un milione di volte la radice quadrata tra la potenza ricevuta dal circuito disturbato e quella del circuito disturbante. Un numero elevato di unità di diafonia indica un elevato accoppiamento diafonico, e viceversa.

c) Si definisce *scarto di diafonia* in un punto del circuito disturbato la differenza tra il livello di potenza che vi esiste quando nel circuito stesso si immette all'ingresso la potenza P di prova (fig. 241 *a*) e quello che vi esiste quando la potenza P di prova viene immessa all'ingresso del circuito disturbante (fig. 241 *b*). Tale differenza di livello è espressa in *db* (fig. 241 *c*) ed equivale al rapporto (espresso in *db*) tra il segnale e la diafonia provocata dal circuito disturbante sede di altro segnale di pari potenza d'ingresso. Per tale motivo lo scarto di diafonia talora è denominato rapporto segnale/diafonia.

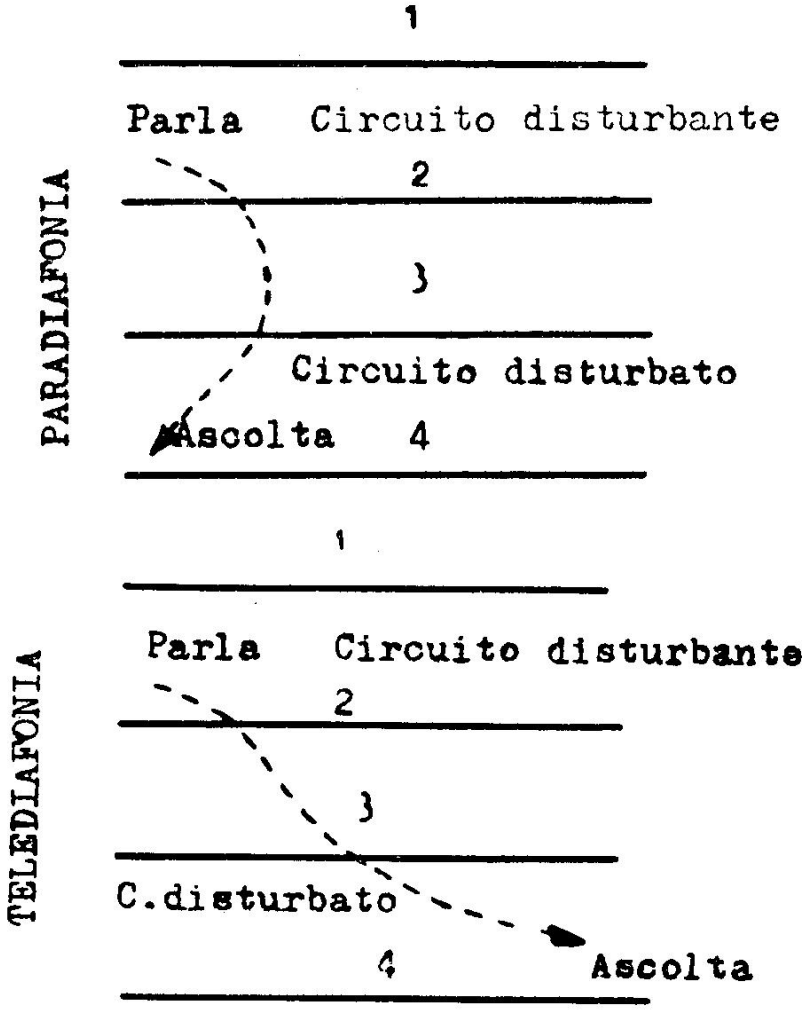


FIG. 240 – *Paradiafonia e telediafonia.*

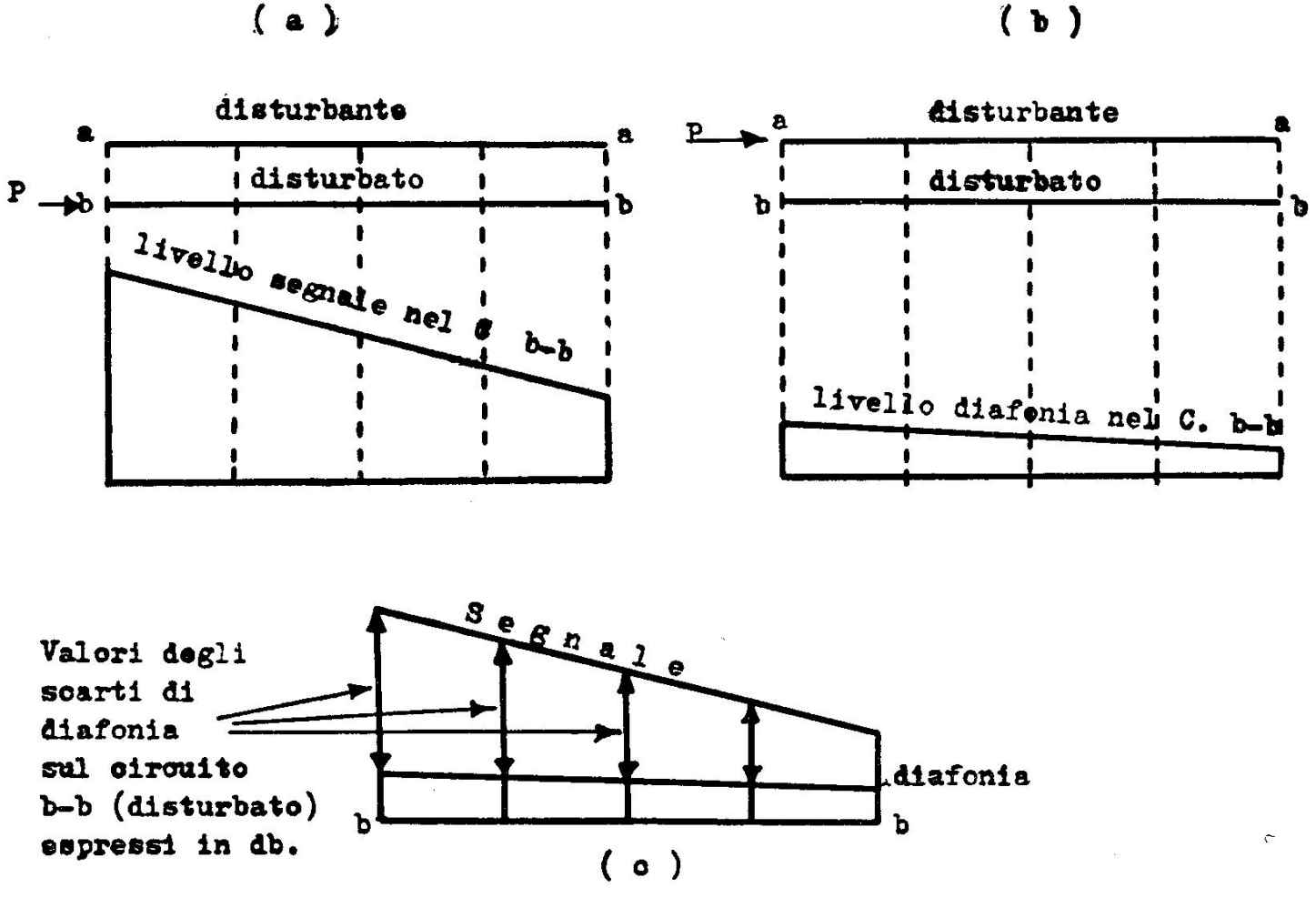


FIG. 241 - *Scarto di diafonia.*

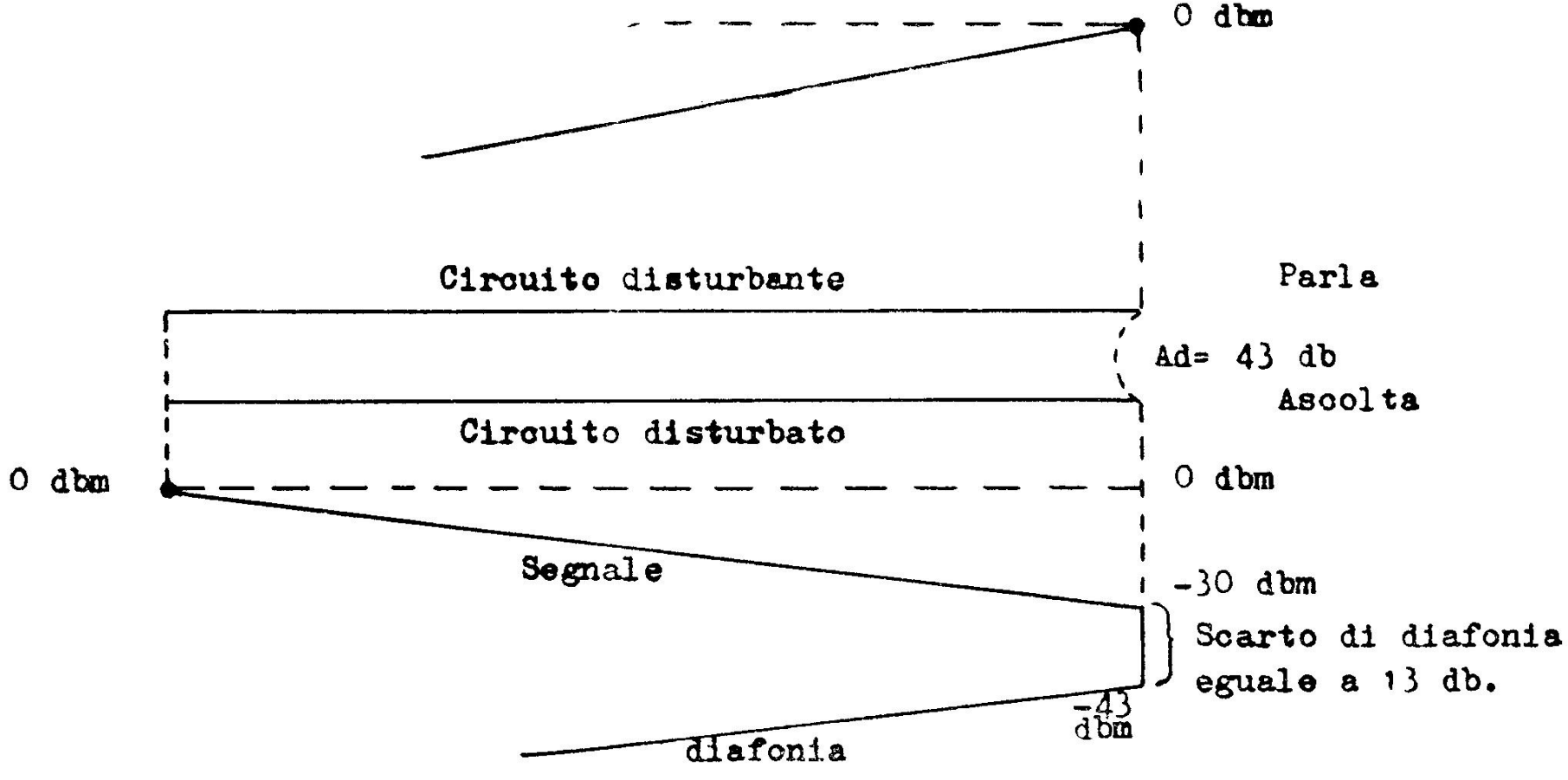


FIG. 242 - *Minima attenuazione diafonica ammissibile.*

Una comunicazione telefonica richiede un rapporto segnale/diafonia pari almeno a 20 circa, che corrisponde, nel caso di uguale volume delle conversazioni disturbante e disturbata, ad uno scarto di diafonia di 13 *db*. Poichè la differenza tra i livelli della conversazione (trasmissione) disturbante e (ricezione) disturbata può raggiungere i 30 *db*, cioè il limite della telefonicità, per ottenere uno scarto di diafonia di 13 *db* devono esistere almeno 43 *db* di attenuazione diafonica tra l'ingresso del circuito disturbante e l'uscita del circuito disturbato (attenuazione diafonica ingresso-uscita), come appare dalla figura 242. Ciò supponendo che il volume del parlatore nel circuito disturbante sia pari, oppure non superi quello del parlatore nel circuito disturbato.

In pratica, non verificandosi tale condizione, il valore desiderabile di attenuazione diafonica in circuiti di zona operativa è di 50 *db*; nei tronchi con equivalente di 6 *db*, è di 60 *db*, il che equivale ad uno scarto di diafonia di 54 *db*. Un valore più basso di scarto di diafonia può essere ammesso quando la diafonia stessa è della forma non intelligibile.

d) *Amplificazione di diafonia.*

La diafonia, quando è provocata da basse attenuazioni diafoniche localizzate, può variamente fruire di percorsi attraverso amplificatori con possibile aumento dello scarto di diafonia.

Tale fenomeno, illustrato alla figura 243, viene denominato « amplificazione di diafonia ».

Non sempre l'amplificazione di diafonia conduce ad un aumento della attenuazione di para o telediafonia; tuttavia, quando esiste una attenuazione di diafonia nota in un punto, o tratto lungo la linea, per valutarne l'influenza sul servizio (cioè in termini di attenuazione di paradiafonia o di telediafonia, e di scarto di diafonia agli estremi del circuito) è necessario considerare l'amplificazione di diafonia.

Le attenuazioni di diafonia intrinseche esistenti in vari punti di due circuiti amplificati vanno riportate ad una base unica sottraendo a ciascuna l'amplificazione di diafonia. Le varie attenuazioni di diafonia ridotte a base comune possono, quindi, essere combinate, ottenendo il valore effettivo della attenuazione di para o telediafonia che interessa. I valori dell'amplificazione di diafonia vanno dedotti dall'esame del diagramma dei livelli di trasmissione, come agli esempi seguenti:

1) - *paradiafonia.* La figura 244 indica due circuiti amplificati con equivalente di 6 *db*. Supponendo di concentrare nel punto B l'attenuazione di diafonia A esistente nel tratto B-C, e supponendo che il valore di tale attenuazione diafonica sia di 40 *db*, si otterrà, seguendo il percorso della diafonia sul diagrammi di livello, una attenuazione di paradiafonia, all'estremità vicina, di 29 *db*. Essa può essere espressa anche dalla relazione:

$$A_{pd} - L_1 + A_d = L_2 + E_2,$$

in cui L_1 è il livello nel punto B sul primo circuito, L_2 il livello nello stesso punto sul secondo circuito ed E_2 l'equivalente del secondo circuito.

Poichè l'originaria attenuazione diafonica nel punto A, di 40 *db*, è divenuta 29 *db* di attenuazione di paradiafonia all'estremità vicina, l'amplificazione di diafonia è stata di 11 *db*, cioè è espressa da

$$L_1 - L_2 + E_2.$$

Se l'equivalente del circuito disturbato fosse 0 *db*, cioè avesse uscita con livello uguale a quello dell'ingresso del circuito disturbante, l'attenuazione di paradiafonia risulterebbe di

$$L_1 + A_d - L_2,$$

cioè 23 *db*. Tale valore viene chiamato *attenuazione di diafonia ad uguale livello.*

Per ridurre a base comune tutte le attenuazioni di diafonia presenti nei circuiti, conviene calcolare una ad una la corrispondente attenuazione di paradiafonia ad uguale livello che determinano, e quindi sommare quest'ultime. Tale operazione può essere facilmente eseguita utilizzando i diagrammi dei livelli ed eseguendo l'operazione $A_d + L_1 - L_2$, nei vari punti di diafonia.

La attenuazione diafonica ad uguale livello risultante in un circuito, più l'equivalente attribuito al circuito stesso fornisce l'attenuazione di paradiafonia.

2) - *telediafonia.* La figura 245 indica due circuiti amplificati con equivalente di 6 *db*. Supponendo la presenza di una attenuazione di diafonia di 40 *db* nel punto C, cioè tra punti a livello uguale, l'attenuazione di telediatonia, all'estremità lontana, risulta di tale valore più quello dell'equivalente del circuito disturbato, cioè 46 *db* ($L_1 - L_2 + E_2 + A_d = 46$ *db*).

e) *Influenza della distanza tra i ripetitori.*

Se nei due esempi precedenti si fosse attribuito il medesimo guadagno ai ripetitori, l'attenuazione di paradiafonia risulterebbe notevolmente minore (cioè diafonia maggiore) dell'attenuazione di telediafonia. Il maggior guadagno dei ripetitori aggrava la paradiafonia più della telediafonia, in quanto la prima è incrementata dall'amplificazione di diafonia.

La paradiafonia costituisce l'elemento limitatore principale della lunghezza delle sezioni di amplificazione nei circuiti a frequenza vocale ed in quelli a frequenze portanti con frequenze uguali in entrambe le direzioni. Nei sistemi in cui le frequenze per le due direzioni sono diverse, è preminente, invece, la telediafonia; essa non è influenzata dal guadagno degli amplificatori, il quale trova un limite invece nel livello dei rumori introdotti.

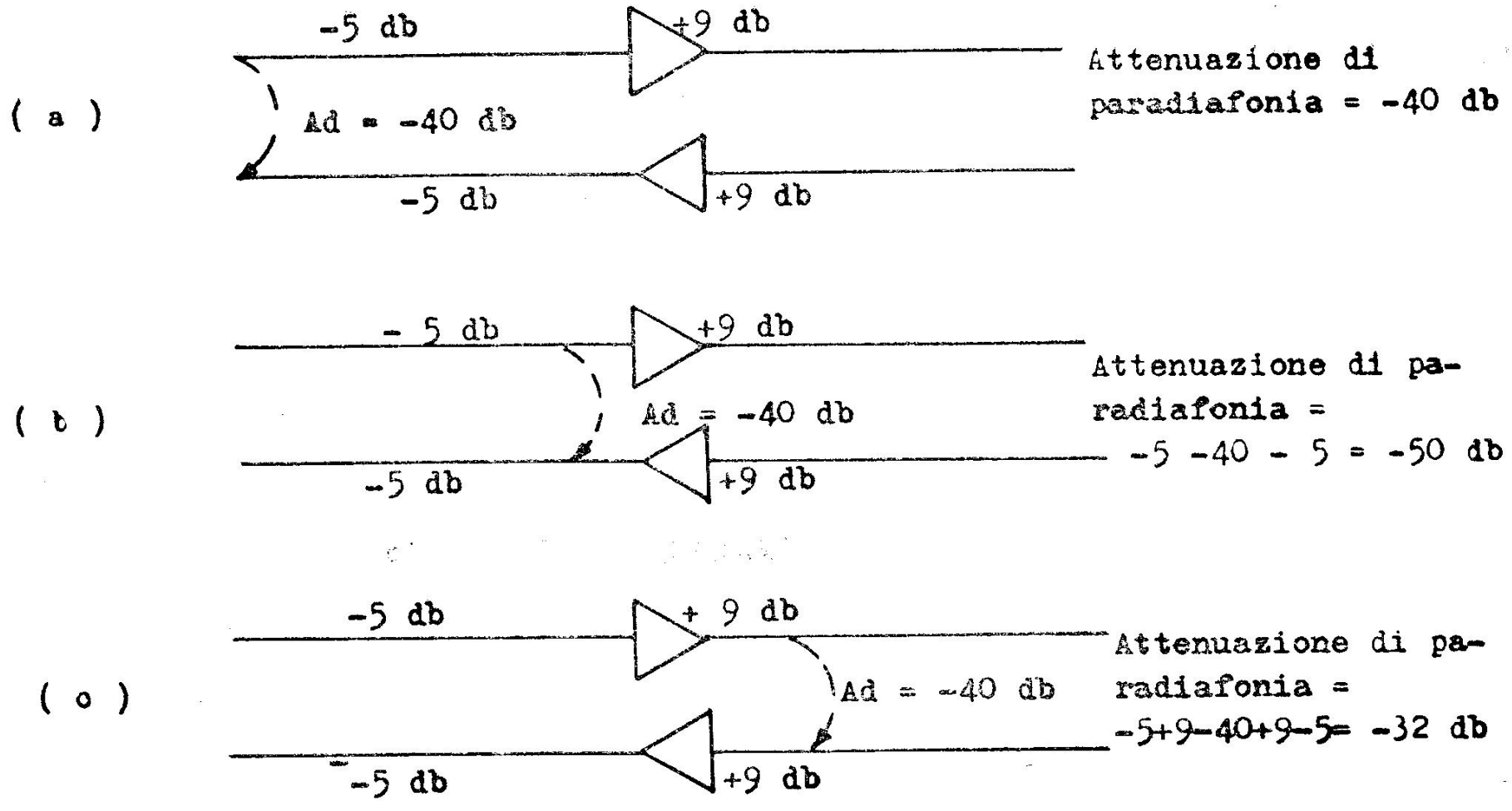


FIG. 243 - *Amplificazione di diafonia.*

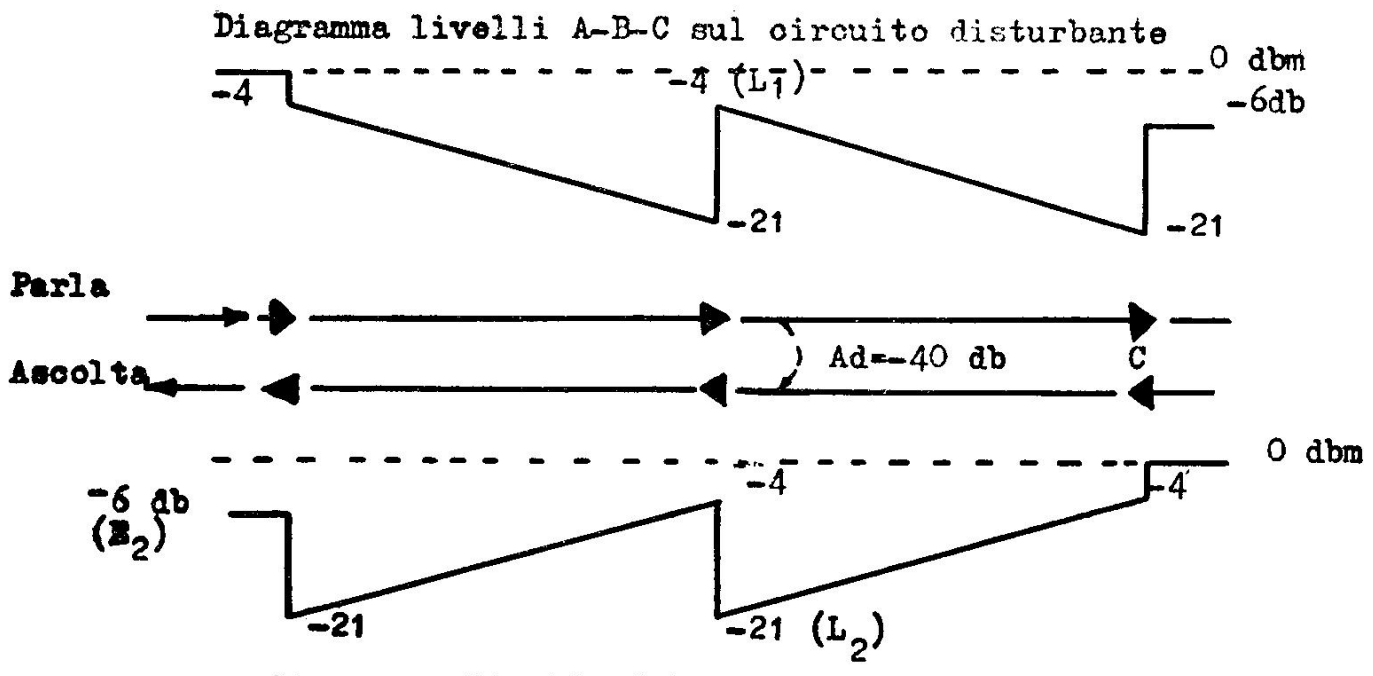


Diagramma livelli C-B-A sul circuito disturbato

Attenuazione di paradiafonia $Apd = L_1+Ad-L_2+E_2$

$= -4+(-40)-(-21)+(-6)$

$= -29$ db

Amplificazione di paradiafonia $= Apd-Ad = -29-(-40) = +11$ db

$= L_1-L_2+E_2$

Attenuazione di paradiafonia ad eguale livello $= L_1+Ad-L_2 = -4+(-40)-(-21) = -23$ db

FIG. 244 - *Computo della paradiafonia.*

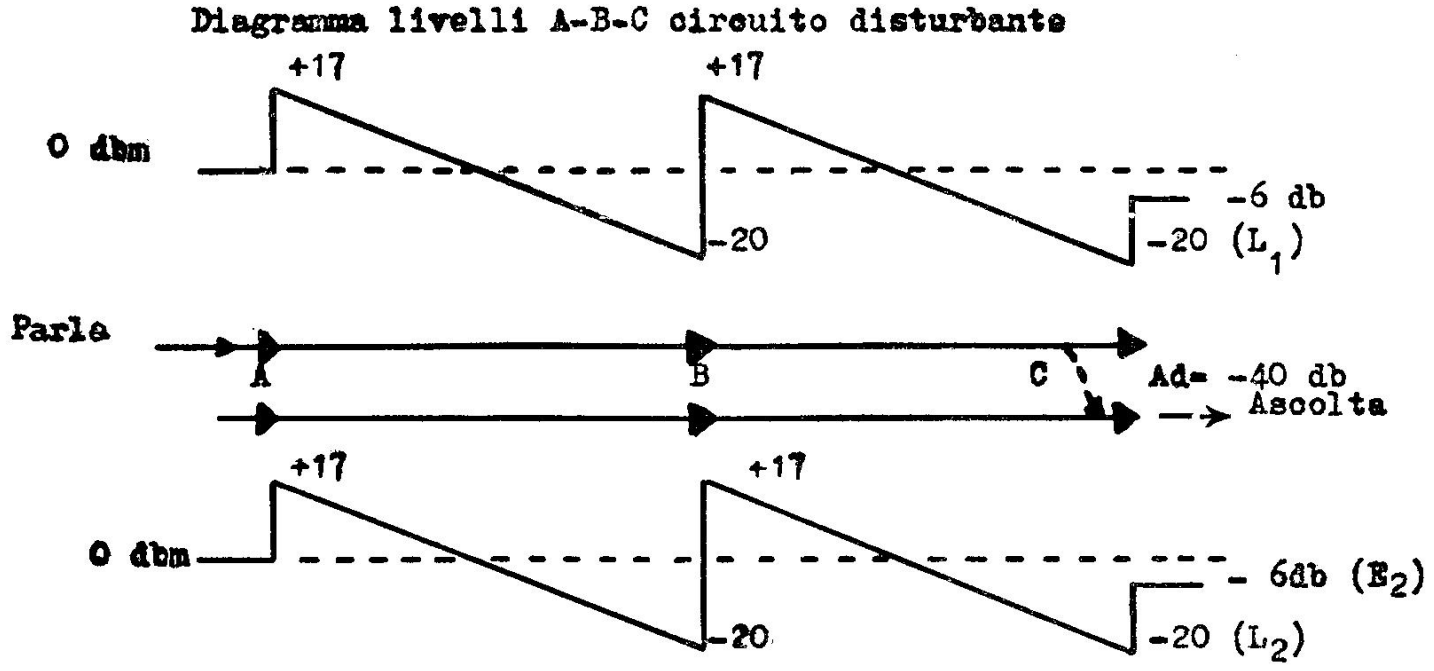


Diagramma livelli A-B-C circuito disturbato

Attenuatore di telediafonia Atd = $L_1-L_2+E_2+Ad$

= $(-20)-(-20)+(-6)+(-40)$

= - 46 db

Attenuazione di telediafonia non amplificata (cioe' $L_1=-37$) = $L_1-L_2+E_2+Ad$ = -63db

FIG. 245 - *Computo della telediafonia.*

224. Metodi per la riduzione della diafonia – Generalità.

I metodi per la riduzione della diafonia sono raggruppabili nelle due categorie seguenti:

a) Metodi intesi a ridurre la *diafonia intrinseca* del sistema di conduttori, e cioè ad aumentare i valori dell'attenuazione diafonica tra i conduttori. Appartengono a questa categoria:

— i provvedimenti tendenti ad ottenere l'uniformità delle linee, specie per quanto riguarda isolamento, resistenza ohmica, capacità, impedenza caratteristica ed adattamento d'impedenza alle terminazioni;

— i provvedimenti intesi a ridurre i fenomeni induttivi, variando la posizione di ciascun circuito in modo da rendere nulla la sommatoria delle correnti indotte per effetto dei campi elettrico e magnetico (trasposizione per linee aeree; cordatura e bilanciamento per i cavi).

b) Metodi che, fermi restando i valori di diafonia intrinseca ottenuti, tendono ulteriormente a rendere minima o meno pregiudizievole la *diafonia effettiva*. Appartiene a questa categoria il coordinamento dei sistemi a frequenza portante e la segregazione nei cavi delle due direzioni di trasmissione.

225. Trasposizioni.

a) Le trasposizioni consentono di ottenere che alle correnti indotte in un certo istante ed in un determinato tratto di linea corrispondano correnti indotte uguali e di segno contrario in altro tratto adiacente. (In via di approssimazione si suppone infinita la velocità di propagazione sui conduttori, ipotesi valida per linee non molto lunghe). Le trasposizioni possono essere eseguite col metodo degli incroci (per i circuiti in piano) e col metodo delle rotazioni (per i circuiti in quadrato) (fig. 239).

b) Conviene suddividere la linea in *sezioni di compensazione;* nell'ambito di tale sezione ogni coppia della palificazione va trasposta con una regola diversa. Il termine della sezione è denominato « punto di compensazione » ed è particolarmente favorevole per la diramazione dei circuiti o per la giunzione con linee aventi tipo di trasposizioni diverse. Il palo alla fine della sezione di compensazione è universalmente indicato con la lettera *S*.

La lunghezza massima della sezione di compensazione è funzione della massima frequenza a cui va utilizzata la linea. Per le linee con circuiti in piano (incroci) il *passo di incrocio* (1/32 della sezione di compensazione) secondo le norme militari U.S.A. non deve superare seguenti valori:

frequenza vocale	1600 metri	(1 miglio)
12 kc	400 metri	(1300 piedi)
30 kc	183 metri	(600 piedi).

Le PP. TT. italiane stabiliscono, invece, i seguenti valori per il passo d'incrocio:

30 kc	250 metri
150 kc	100 metri.

c) I tipi di trasposizioni applicati nell'ambito della sezione di compensazione, considerata suddivisa in 32 passi d'incrocio, sono indicati alla figura 246. La designazione U.S.A. dei diversi tipi è data da lettere, minuscole e maiuscole, il cui ordine alfabetico corrisponde al numero totale di traspozione entro la sezione (a = 31 trasposizioni; b = 30;... A = 15;... P = 0 trasposizioni). La designazione italiana dei tipi è data da un numero che ne caratterizza la configurazione geometrica (fig. 247).

Dei tipi possibili, i più indicati per linee corte sono quelli con poche trasposizioni. Ad esempio, il tipo M può essere adottato al limite per una linea di 4 campate (se ad incroci) o di 8 campate (se a rotazioni). Il tipo A, invece, richiede per essere applicabile una linea lunga almeno 32 campate (se ad incroci) o 64 campate (se a rotazioni).

La diafonia tra due coppie trasposte dipende essenzialmente dal *tipo relativo* di trasposizioni dell'una rispetto all'altra. Per ottenere il tipo relativo si contano, nell'ambito della sezione di compensazione, i punti in cui una sola delle due coppie è trasposta. Se da tale computo risulta zero, il tipo relativo è il P, se risulta 1 è l'O, ecc.

Più rapidamente il tipo relativo tra due coppie trasposte può essere ottenuto ricorrendo alla designazione italiana; i due numeri di tale designazione si considerano scomposti in fattori, come indicato alla figura 247. I fattori comuni ai due tipi si eliminano; i rimanenti si sommano, ottenendo il numero designante il tipo relativo. Ad esempio:

Coppia con trasposizioni tipo *6* (= 2 + 4) (tipo H nella designazione U.S.A.).

Coppia con trasposizioni tipo *11* (= 1 + 2 + 8) (tipo m nella designazione U.S.A.).

Tipo relativo ..... (1 + 4 + 8 =) *13* (tipo e nella designazione U.S.A.).

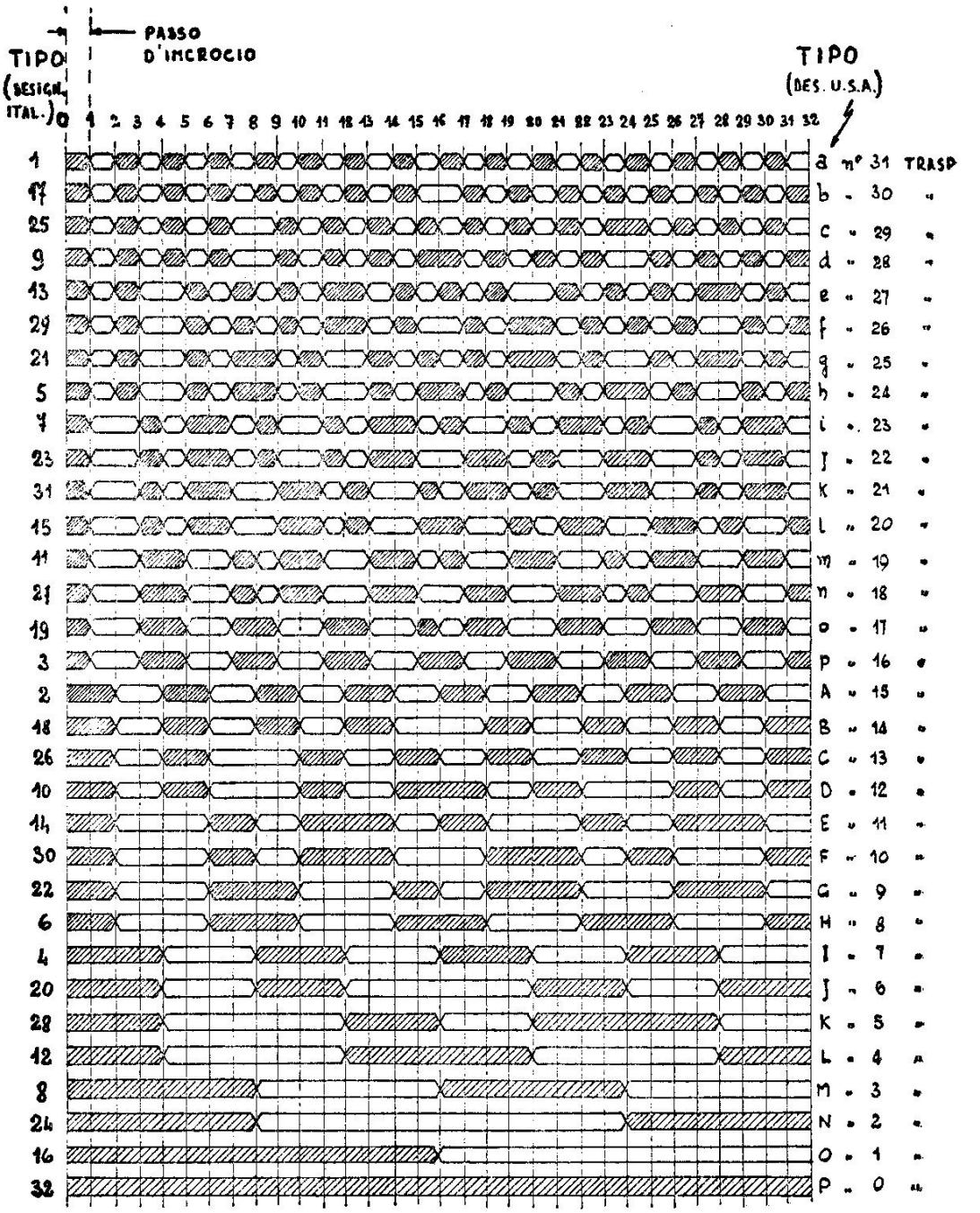


FIG. 246 - *Tipi di trasposizione a 32 passi d'incrocio.*

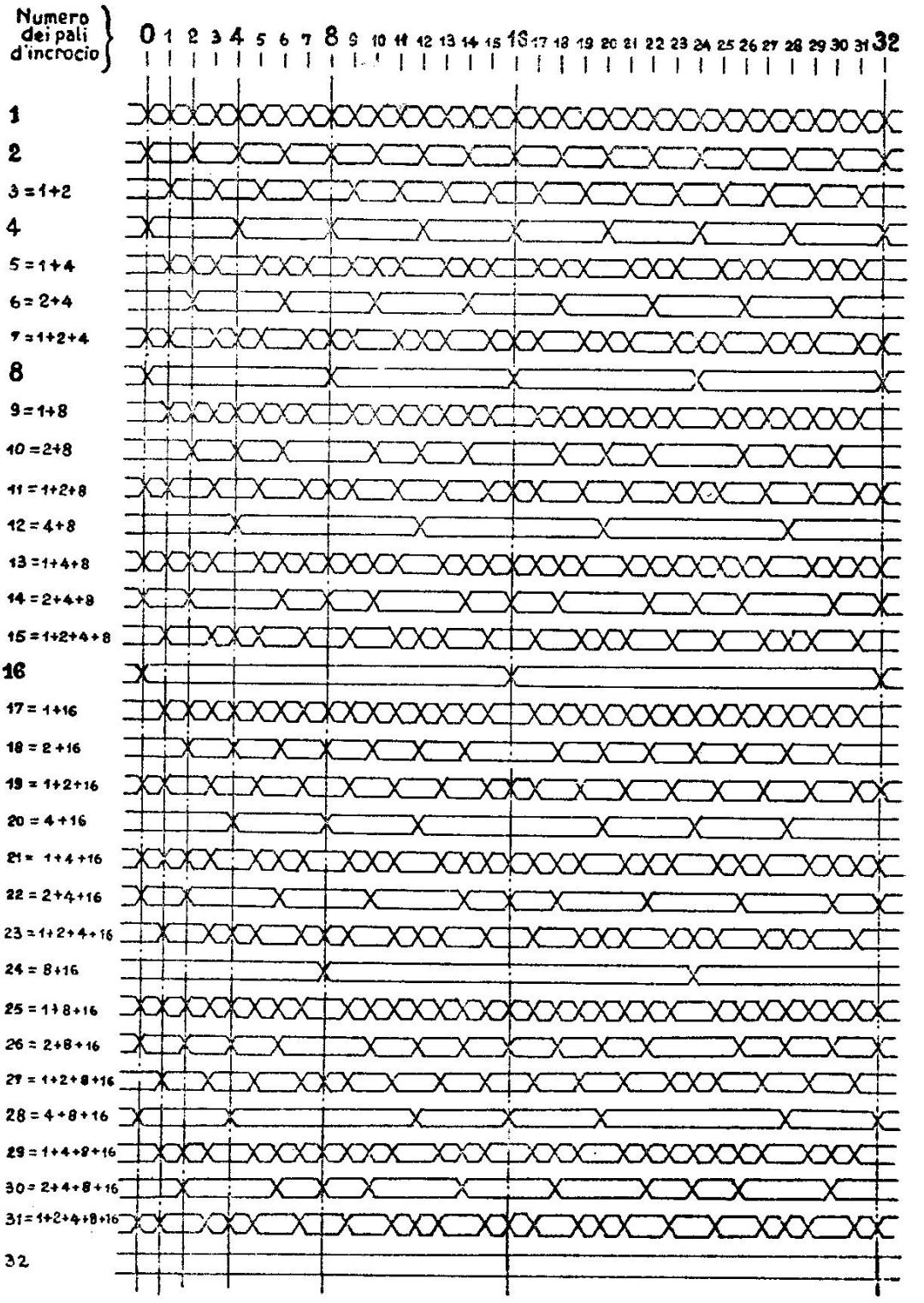


FIG. 247 – *Designazione italiana ai tipi di trasposizione 32 passi d'incrocio.*

Il tipo relativo *P* è il caso più indesiderabile; è indesiderabile anche ottenere una successione regolare, su più sezioni di compensazione, dei tipi relativi *O*, *M*, *I*, *A*, ed *a* (in ordine decrescente di indesiderabilità).

In palificazioni comprendenti più sezioni di compensazione, si applicano, inoltre, particolari regole per la trasposizione sul palo *S*, denominato anche « punto di compensazione ». *Vedasi*, ad es., la figura 258 *c*. i

d) Altre diverse regole di trasposizione, soprattutto per circuit in quadrato, sono state adottare dalle varie amministrazioni, in relazione anche ai diversi tipi di armamento. Tra di esse va ricordata quella con rotazioni continue delle bicoppie in quadrato, che è stata variamente applicata da tutte le nazioni europee per le frequenze vettrici. La regola essenziale era la seguente:

bicoppia 1 (tipo 1) : rotazione continua
» 2 (tipo 9/10): 9 campate ruotate ed una diritta
» 3 (tipo 9/11): 9 campate ruotate e due diritte
» 4 (tipo 9/12): 9 campate ruotate e tre diritte
» 5 (tipo 7/8) : 7 campate ruotate ed una diritta

e così via con i tipi 7/9, 7/10, 5/6, 5/7, 5/8, 3/4, 3/5.

226. Cavi multicoppie per telefonia a grande distanza.

a) *Cordature.*

I circuiti in cavo impiegano rame elettrolitico nei diametri 1,3 mm., 0,9 mm. e (raramente in Italia) 1,1 mm. L'isolamento è ottenuto con avvolgimento lasco di carta, per cui il dielettrico è, praticamente, aria secca. Il principio della trasposizione vi è applicato sotto forma di cordatura a spirale di gruppi di conduttori, con passi diversi, nell'ordine di grandezza del metro.

La cordatura avviene in modo da costituire « gruppi combinabili », secondo i tre schemi della figura 248. Nella cordatura a bicoppie a stella, i quattro fili della bicoppia sono avvolti assieme in unica spirale; i fili diagonalmente opposti costituiscono una coppia. Nella cordatura a bicoppia D.M. (Dieselhorst-Martin) le due coppie sono spiralizzate indipendentemente e con passo diverso avvolte insieme a spirale. Questa disposizione migliora, rispetto alla bicoppia a stella, le caratteristiche del virtuale a lieve svantaggio di quelle dei reali, ed è il tipo più diffuso. Nella cordatura a coppie D.M. a stella, prevalente negli U.S.A. ma usata anche in Europa, le quattro coppie D.M. sono indipendentemente spiralizzate con passi diversi e poi avvolte insieme in una unica spirale. Due coppie diagonalmente opposte costituiscono una bicoppia. (Si definisce « bicoppia » l'insieme di due circuiti reali combinabili per ottenere il virtuale).

b) *Bilanciamento delle capacità.*

Le capacità dei conduttori tra di loro o verso massa non possono risultare per costruzione rigorosamente uguali. Ne risultano sbilanci di capacità, sorgenti intrinseche di diafonia. Tali sbilanci possono essere corretti durante la posa del cavo, nella esecuzione delle giunzioni tra le diverse pezzature. Il metodo generale consiste nell'eseguire misure di capacità e determinazione degli sbilanci nelle varie pezzature man mano che si procede alla posa, e nel congiungere le coppie aventi sbilanci di segno contrario, in modo da neutralizzarli.

Per le poche coppie residue in cui tale metodo di bilanciamento non fosse applicabile, vengono collegati opportunamente dei condensatori tra i fili. Un altro metodo applicato in Germania consiste nell'effettuare le giunzioni senza riguardo degli squilibri di capacità, bilanciandoli poi con l'applicazione di condensatori. La sezione di bilanciamento generalmente coincide con la sezione di pupinizzazione; comunque essa deve essere « corta », rispetto alla lunghezza d'onda corrispondente alla massima frequenza utilizzata, poichè la compensazione degli squilibri opposti può avvenire solo quando sono elettricamente vicini (fase concordante).

c) *Segregazione direzionale.*

Nell'utilizzazione di un cavo per il funzionamento a quattro fili conviene suddividere le coppie del cavo in due gruppi, uno per ciascuna direzione di trasmissione, e separare elettricamente i due gruppi nel modo più efficiente possibile. Con tale provvedimento si ottengono generalmente miglioramenti da 10 a 20 *db* nell'attenuazione di paradiafonia tra circuiti con direzioni di trasmissione opposte.

Alcuni esempi di segregazione direzionale nei cavi sono illustrati nella figura 449.

227. Coordinazione di più sistemi a frequenza portante su unica palificazione.

a) *Coordinazione delle frequenze.*

Le frequenze di più sistemi a frequenze portanti fruenti di circuiti della medesima palificazione si dicono « coordinate » quando ogni loro banda di frequenza è utilizzata sempre nella medesima direzione

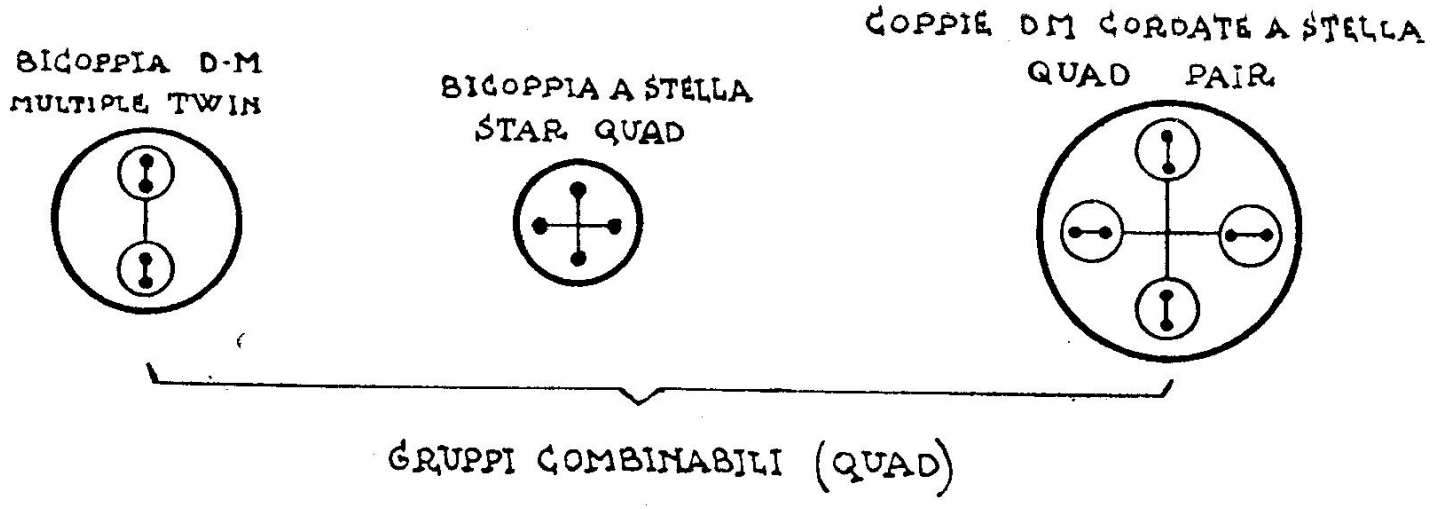
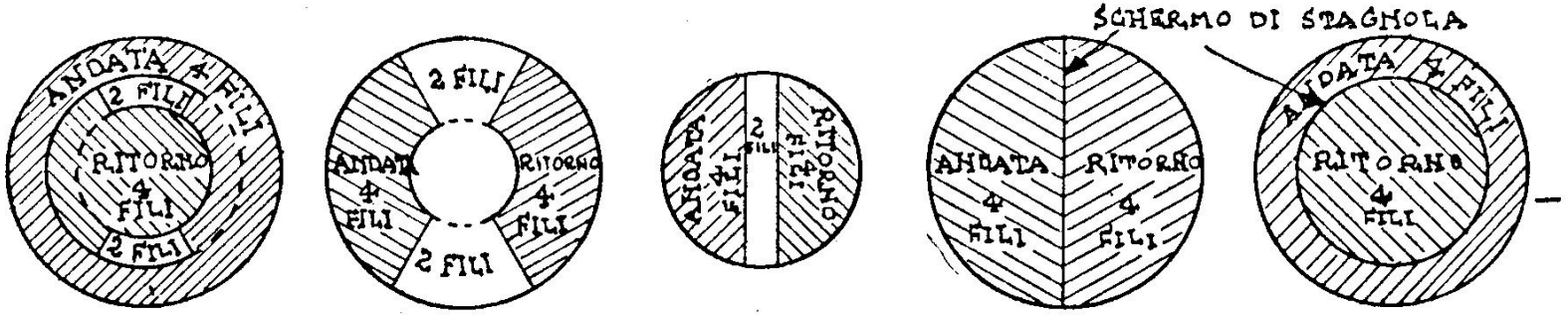


FIG. 248 – *Tipi di cordatura dei cavi.*



FOG. 249 – *Tipi di segregazione direzionale nei cavi.*

di trasmissione. Tale coordinamento impedisce l'elevata paradiafonia che risulta quando in un medesimo punto della linea sono presenti correnti di uguale frequenza, ad alto livello di una coppia ed a basso livello in altra coppia. Per la coordinazione è necessario l'esame della localizzazione delle frequenze dei sistemi interessati. Da esso appare, ad es., che le frequenze del sistema S-4 con il convertitore CF-4 possono essere sempre coordinate con quelle di un sistema tipo *C*; così pure quelle del tipo *C* con quelle del tipo *H*. Non sono coordinabili le frequenze del sistema S-4 con convertitore CF-4 con quelle del tipo *H*, ma entrambi possono, tuttavia, coesistere nella medesima linea purchè su coppie non adiacenti ed a condizione che la direzione *A-B* del CF-4 (0,2 ÷ 11,6 kc) coincida con la direzione Est-Ovest(7,4 ÷ 10,3 kc) del sistema tipo *H*.

Il sistema S-4 col solo CF-1 (cioè a 4 fili) usa le stesse frequenze per le due direzioni di trasmissione. Se sulla medesima linea aerea devono essere installati più sistemi di questo tipo utilizzando coppie della medesima traversa (circuiti in piano), le coppie adiacenti dei due sistemi vanno assegnate alla medesima direzione di trasmissione.

Il sistema S-4 con traslatore CF-7 comporta l'uso delle medesime frequenze su un'unica coppia per le due direzioni di trasmissione; ciò non consente alcuna scelta sulla direzione di puntamento più conveniente.

Gli schemi di assegnazione più convenienti delle coppie di una linea aerea con circuiti in piano a più sistemi S-4 con solo CF-1 (a 4 fili) ed S-4 con CF-7 (a 2 fili bilanciati) sono indicati nella figura 250.

Per le linee con circuiti in quadrato si tenga conto che la diafonia raggiunge valori massimi tra le coppie dei quadrati adiacenti sia orizzontalmente che verticalmente.

La coppia formata da due fili adiacenti al palo, ove esiste, non è generalmente impiegabile per i sistemi a frequenza portanti.

Quando la lunghezza adottata per le sezioni di amplificazione è inferiore alla massima consentita, le differenze di livelli risultano minori (minori attenuazioni), e di conseguenza le esigenze di segregazione dei sistemi, come quelle della figura 250, divengono proporzionalmente minori.

b) *Coordinazione dei livelli.*

Il livello dell'uscita di tutti i sistemi coesistenti nella medesima linea e funzionanti sulla medesima banda di frequenza va regolato approssimativamente allo stesso valore. Con tale provvedimento si conseguono i migliori risultati nella riduzione della diafonia.

Per lo stesso fine è conveniente installare nella medesima ubicazione tutti i ripetitori telefonici e telegrafici, con ciò si ottiene anche il vantaggio di centralizzarne la manutenzione.

228. Rumore.

a) Si definiscono rumori i suoni che tendono ad impedire la comprensione corretta di una conversazione telefonica. Essi vengono distinti nel modo seguente:

— *rumori ambientali*, acustici, esistenti nell'ambiente in cui è installato il telefono;

— *rumore di microfono*, prodotto dal microfono in assenza di conversazione;

— *rumori di circuito*, che a loro volta comprendono il rumore d'amplificazione, il rumore d'induzione prodotto da linee di trasporto energia, il rumore di transitori, il friggio (rumore di contatti), il ronzio (alimentazione), il clic (scariche o commutazoni brusche), il rumore telegrafico.

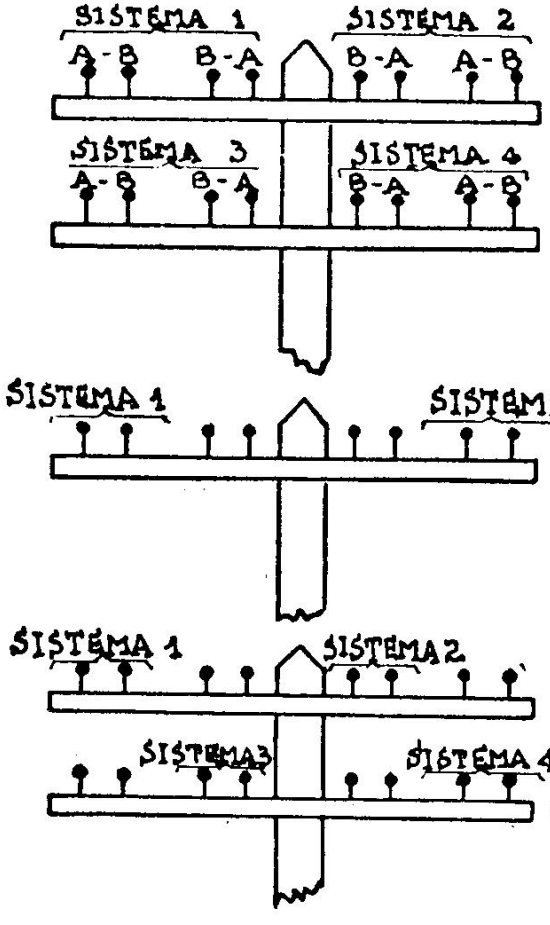
b) L'effetto pertubatore del rumore, a parità energetica, è variabile ai fini della sensibilità dell'orecchio umano, in relazione alla sua frequenza. Il massimo effetto pertubatore si ha attorno agli 800 cicli, e si riduce notevolmente anche per frequenze di poco maggiori o minori.

Il C.C.I.F. ha definito una curva ponderale che consente di attribuire ad ogni frequenza di rumore il suo reale effetto pertubatore. Ciò rende possibile la misura del rumore nei circuiti telefonici in termini di *tensione psofometrica* (tensione ad 800 cicli avente effetto pertubatore equivalente). Lo strumento che misura direttamente la tensione psofometrica, denominato psofometro, è un voltmetro a corrente alternata con filtro che realizza la curva ponderale del C.C.I.F.; la misura si effettua convenzionalmente chiudendo il circuito su una resistenza ohmica di 600 ohm.

La forza elettromotrice psofometrica, cioè quella di un generatore ideale in serie alla linea producente la tensione psofometrica ai capi della resistenza da 600 ohm, ha valore doppio della tensione psofometrica misurata.

Negli impianti civili ordinari è considerata tollerabile una f.e.m. psofometrica di 5 mV per i circuiti ordinari e di 2 mV per i circuiti a lunga distanza.

c) Talvolta, particolarmente negli U.S.A., il rumore viene espresso in *db RN*. Tale misura viene riferita, allora, ad una potenza (0 db RN) da 1 picowatt (10^{-9} mV) ed alla frequenza di 1000 cicli. Tale valore viene denominato « reference noise » (*RN*). Tener presente che congiungendo due circuiti, le potenze del rumore di ognuno si sommano



a) - ASSEGNAZIONE DELLE COPPIE PER 4 SISTEMI S-4 CON CF-1 (A 4 FILI).-

b) - ASSEGNAZIONE DELLE COPPIE PER 2 SISTEMI S-4 CON CF-7 (A 2 FILI BILANCIATI).-

c) - ASSEGNAZIONE DELLE COPPIE PER 4 SISTEMI S-4 CON CF-7 (A 2 FILI BILANCIATI).-

FIG. 250 - *Assegnazione ottima delle coppie di una palificazione a più sistemi S-4.*

(espresse in Watt), ma non possono sommarsi i loro valori espressi in *db RN*. Ad esempio due rumori rispettivamente di 30 e 36 *db RN* sommandosi danno per risultante un rumore di 37 *db RN*.

229. Conduttori campali e mezzi di stendimento.

a) Strutturalmente un conduttore campale è caratterizzato dal tipo e dimensioni del conduttore propriamente detto (generalmente una cordetta mono o bimetallica), del rivestimento isolante (in gomma, resine viniliche, polietilene, ecc.) e della guaina protettiva, che può racchiudere un singolo conduttore, una coppia, e più coppie (cavi multicoppie). La formazione della coppia vi può essere ottenuta affiancando due conduttori singoli indipendenti, oppure con due conduttori intrecciati a spirale visibile, o con due conduttori paralleli sotto unica guaina, ecc.

Le prestazioni telefoniche dei conduttori campali sono generalmente espresse in termini di attenuazione in *db*/km a 1000 cicli e di resistenza ohmica a corrente continua in ohm/km-doppino. Generalmente per l'attenuazione vengono considerati due diversi valori, rilevati rispettivamente per il conduttore asciutto e per il conduttore bagnato, che possono differire sostanzialmente. Il valore dell'attenuazione per cordoncino bagnato è tendenzialmente più elevato, poichè l'umidità determina virtualmente la presenza del potenziale di terra sulla superficie esterna del rivestimento isolante, con conseguente aumento della capacità rispetto alla condizione di asciutto. Tale incostanza nel valore della capacità ostacola generalmente il proficuo impiego della pupinizzazione e dell'amplificazione.

Un conduttore campale viene definito « stabilizzato » quando in esso, con provvedimenti costruttivi, è stata assicurata la costanza della capacità e la sua indipendenza dello stato igrometrico dell'ambiente circostante. Generalmente la stabilizzazione è ottenuta in sede di fabbricazione avvolgendo uno strato di carta metallizzata attorno alla coppia di conduttori, prima di ricoprirli con la guaina comune; tale metodo quindi è applicabile solo ai conduttori binati sotto unica guaina.

Le possibilità ed il campo di impiego pratico dei conduttori campali sono determinate anche dal peso unitario, resistenza alla trazione, resistenza allo schiacciamento ed all'abrasione, tipo di pezzatura e di bobina, mezzi di stendimento inerenti ad esso.

b) Nella tabella in figura 251 sono riepilogate le caratteristiche principali dei cordoncini campali di origine U S A. Per quanto riguarda il cavo bicoppia armato CC-358 (spiral-four) si veda il paragrafo 249.
Nella tabella in figura 252 sono analogamente riepilogate le caratteristiche principali dei mezzi ed accessori di stendimento interessanti i conduttori stessi.

c) *Cordoncino WD-1/TT* (*filo d'assalto*),

La pezzatura da ¼ di miglio su rullo DR-8 può essere trasportata da un solo uomo utilizzando l'equipaggiamento stendifilo CE-11 che comprende anche un microtelefono magnetico col quale può essere mantenuta continuamente la comunicazione con il punto d'inizio dello stendimento.
La pezzatura da 2 miglia su rullo DR-4 può essere trasportata da due uomini con l'asse RL-27.

d) *Cordoncino W-110-B* (*cordoncino campale*).

La pezzatura da 2400 piedi su rullo DR-4 può essere trasportata da due uomini con l'asse RL-27. Il rullo DR-4, ed il DR-5 per pezzature da 1 miglio, possono essere montati sul carrello a mano RL-16 o sul cavalletto-barella RL-31. Il rullo DR-5 può anche essere montato sullo stendifilo a motore RL-26.
Nello stendimento generalmente le esigenze estetiche e quelle tecniche coincidono. Tuttavia va evitato il raggruppamento e legatura in fascio di più cordoncini di questo tipo, poichè tale sistemazione richiama e trattiene l'umidità con conseguente abbassamento della resistenza d'isolamento, rispetto a quella ottenibile con sistemazione separata delle linee.

e) *Cordoncino W-143* (*tattico a lunga distanza*).

Normalmente è fornito su rulli DR-5 che possono essere montati sul cavalletto a barella RL-31 e sullo stendifilo a motore RL-26. Può essere anche sotterrato, se le congiunzioni sono ben isolate. Per il sotterramento può essere impiegato l'aratro sotterracavo LC-61, come per il cavo S-4.
Per il ripristino di linee aeree permanenti (sostituzione di campate mancanti) questo cordoncino è preferibile al W-110-B; i due fili del cordoncino vanno riuniti ed utilizzati per prolungare un unico filo della linea aerea.

CARATTERISTICHE DEI PRINCIPALI CORDONCINI CAMPALI U. S. A.

Tipo	Descrizione	Peso per km di doppino (kg)	Carico di rottura per doppino (kg)	Resistenza in c.c. per km doppino (ohm)	Capacità per km di doppino (μF)	Condizione	Attenuazione, in *db* per km				
							1 kc	8 kc	11 kc	20 kc	30 kc
W–110–B senza pupinizzazione	Binato a spirale visibile. Conduttore cordato con 4 fili acciaio ø 0,33 mm e 3 fili rame ø 0,34 mm. Isolante in gomma. Ricoprimento in tessuto	33,8	136	115	0,1125	umido	1,8	4,1	4,5	5,6	7
					0,0437	asciutto	1,05	2,3	2,5	2,9	3,3
W–110–B pupinizzato con bobina da 88 mH per miglio					0,1125	umido	1	—	—	—	—
					0,0437	asciutto	0,5	—	—	—	—
W–143 senza pupinizzazione	Binato parallelo non visibile. Conduttore cordato con 7 fili rame ø 0,58 mm. Isolamento gomma sintetica. Ricoprimento in tessuto. Capacità stabilizzata	67,5	122	21,7	0,13	umido e asciutto	0,75	1,3	1,5	1,56	1,8
W–143 pupinizzato con bobina da 88 mH per 5/8 di miglio (1 km)				30	0,13	umido e asciutto	0,19	—	—	—	—
WD–1()/TT senza pupinizzazione	Binato a spirale visibile. Conduttore cordato con 4 fili rame e 3 fili acciaio ø 0,28 mm. Isolamento in polietilene. Ricoprimento in nylon plasticato	13	90	150	0,083	umido	1,6	3,6	3,9	4,5	5
					0,04	asciutto	1,2	2,25	2,5	3,1	3,2

FIG. 251 – *Caratteristiche dei cordoncini campali.*

Denominazione	Caratteristiche
Equipaggiamento stendifilo CE-11	Consiste in un telaio con imbracature, un rullo DR-8 ed un microtelefono magnetico TS-10; utilizzato per lo stendimento e ricupero di ¼ di miglio di filo d'assalto (WD-1/TT)
Rullo DR-4	In lamiera di ferro, diam. esterno 22″, larghezza 18″. Utilizzato per cordoncino campale W-110-B (½ miglio) e per il WD-1/TT (2 miglia)
Rullo DR-5	In lamiera di ferro, diam. esterno 19 ½, larghezza 18″; per W-110-B (1 miglio) e per il W-143 (5/8 di miglio)
Rullo DR-7	In lamiera di ferro, diam. esterno 27 ½, larghezza 18″. Per cavi multicoppie sottogomma
Rullo DR-8	In lamiera di ferro, diam. esterno 9″, larghezza 8″; per filo d'assalto WD-1/TT (¼ di miglio)
Rullo DR–15	Come il DR–8, con l'aggiunta di un adattatore internamente alla flangia per l'alloggiamento dei connettori di cavi multicoppie
Carrello a mano RL-16	A 2 ruote gommate, per due rulli DR-4 od un rullo DR-5
Barella RL-17	Barella per matasse, generica
Stendifilo a motore RL-26	Motore a benzina. Per rulli DR-5
Asse RL-27	Asta in acciaio per il trasporto a mano di un rullo DR-4
Cavalletto-barella RL-31	Intelaiatura d'acciaio, ripiegabile, per stendimento da automezzo. Due rulli DR-4 od un rullo DR-5
Aratro sotterracavo LC-61	Rimorchiabile da autocarro medio o trattore; per il sotterramento a profondità di 6″ a 18″. Per cavo S-4 e per W-143

FIG. 252 – *Mezzi di stendimento* (tabella).

230. Materiali e tipi d'armamento per linee aeree.

a) *Conduttori.*

Possono essere in bronzo, acciaio zincato, leghe di alluminio e bimetallici.

Il filo di bronzo era quello di maggior impiego in passato. Il bronzo è del tipo da 70 kg/mmq per i conduttori di minor diametro (mm 1,25), del tipo da 60 kg/mmq per diametri fino a 3 mm e del tipo da 50 kg/mmq, per i diametri maggiori. I diametri normali sono mm 1,25-1,5-2-2,5-3-4 e 5; quelli più usati mm 2-2,5 e 3. La conducibilità elettrica di tali conduttori è minore del 10, 20 e 30 % per i tipi 50,60 e 70, rispetto a quella del rame elettrolitico.

Il filo di acciaio zincato è usato nei diametri di mm 2-2,5-3 e 4 nelle brevi linee d'abbonato ed in quelle d'alta montagna. Il suo carico di rottura medio è di 130 kg/mmq e la sua conducibilità all'incirca il 10 % di quella del rame elettrolitico.

Il filo in lega d'alluminio ha caratteristiche prossime a quelle di bronzo, ma inferiori. Può essere unifilare, ma più spesso è cordato. Il carico di rottura è attorno o maggiore di 30 kg/mmq. Tipi correnti sono le cordine a tre fili aventi ognuno diametro di mm 2,35 od 1,50.

Il filo bimetallico può essere una cordina di fili d'acciaio e rame o d'acciaio ed alluminio. Più modernamente, però è del tipo Copperweld, cioè con anima d'acciaio (per la resistenza alla trazione) avente trafilato attorno uno strato di rame. La conducibilità elettrica è generalmente il 30 % od il 40 % di quella di un filo in rame elettrolitico di pari diametro.

Nella tabella in figura 253 sono riepilogate la caratteristiche elettriche dei conduttori per linee aeree più usate in Italia.

Nella tabella in figura 254 è indicata la corrispondenza tra le misure anglosassoni dei diametri dei fili (gauge) e quelle metriche.

Nella tabella in figura 255 sono elencati i diametri dei conduttori (aerei ed in cavo) più usati negli U.S.A.

b) *Isolatori.*

Generalmente in porcellana od in vetro; la porcellana ha composizione molto varia e dipendente dalle caratteristiche meccaniche ed elettriche desiderate; il vetro comune è praticamente abbandonato, a favore del tipo PIREX, particolarmente indicato per linee aeree a frequenze portanti. Nelle prove di collaudo generalmente l'isolamento fornito da un isolatore deve risultare maggiore di 10.000 Megaohm.

In relazione all'impiego si distinguono gli isolatori di linea (per il sostegno dei fili), gli isolatori d'imbocco (per il raccordo a cavetti sottopiombo), e gli isolatori speciali (a doppia gola, a sospensione, seziona-

CARATTERISTICHE DI TRASMISSIONE DEI CONDUTTORI AEREI USATI IN ITALIA

Tipo del conduttore	Diametro mm	Resist. elettr. doppino (ohm/km) a 20° C	Attenuaz. ad 800 cicli (mH/km) a 20° C
Bronzo fosforoso			
resistività max	2	13,37	8,1
0,021 ohm × mmq/m;	2,5	8,56	5,7
coeff. temp. 0,003	3	5,94	40,5
Acciaio zincato			
resistività max	2	123,68	4,2
0,21 ohm × mmq/m;	2,5	85,56	32,7
coeff. temp. 0,003	3	59,42	29,9
	4	33,42	18,2
Copperweld (C–S)			
resistività max 40 %	2,05 — 40%	26,59	15,5
0,0425 ohm×mmq/m;	2,59 — 40%	16,71	11,2
resistività max 30 %	2,59 — 30%	22,28	13,9
0,0526 ohm×mmq/m;	2,64 — 40%	16,04	10,9
coeff. temp. 0,0038	2,64 — 30%	21,40	13,4
Lega olluminio			
resistività max	3 × 1,50	12,51	7,75
0,0576 ohm×mmq/m;	3 × 2	7,03	4,5
coeff. temp. 0,0036	3 × 2,35	5,09	3,75
Corda bimetallica (4 fili acciaio ø 1,5 mm e 3 fili alluminio ø 1,5 mm)	4,5	9,3	

Note – L'attenuazione indicata vale per distanze tra fili di 424 mm diagonale (quadrato 300 mm), linea su isolatori del tipo 2, dispersione nulla.

Per i conduttori Copperweld l'attenuazione indicata è a 1000 cicli; l'indicazione percentuale di questi conduttori indica la loro conducibilità riferita a conduttori in rame dello stesso diametro.

FIG. 253 – *Conduttori aerei usati in Italia.*

TABELLA DI CONVERSIONE DELLE SCALE DI MISURA (GAUGE) INGLESI ED AMERICANE PIU USATE PER I CONDUTTORI (IN MILLIMETRI ED IN MILLESIMI DI POLLICE DI DIAMETRO)

Gauge N.	Standard Wire Gauge (SWG)		Birmingham Wire Gauge (BWG)		American Wire Gauge (AWG)	
	mils	mm	mils	mm	mils	mm
7	176	4,5	180	4,6	144,3	3,7
8	160	4,1	165	4,2	128,5	3,3
9	144	3,7	148	3,8	114,4	2,9
10	128	3,3	134	3,4	101,9	2,6
11	116	2,9	120	3	90,7	2,3
12	104	2,6	109	2,8	80,8	2,05
13	92	2,3	95	2,4	72,0	1,8
14	80	2,0	83	2,1	64,1	1,6
15	72	1,8	72	1,8	57,1	1,45
16	64	1,6	65	1,65	50,8	1,3
17	56	1,4	58	1,5	45,3	1,15
18	48	1,2	49	1,25	40,3	1,0
19	40	1,0	42	1,1	35,9	0,91
20	36	0,91	35	0,89	32,0	0,81
21	32	0,81	32	0,81	28,5	0,72
22	28	0,71	28	0,71	25,0	0,64
23	24	0,61	25	0,64	22,6	0,57
24	22	0,56	22	0,56	20,1	0,51
25	20	0,51	20	0,51	17,9	0,45
26	18	0,46	18	0,46	15,9	9,40
27	16,4	0,42	16	0,41	14,2	0,32

Avvertenza – Negli U.S.A. le scale più usate sono l'AWG (denominata talvolta Brown and Sharpe Co.) per il filo di rame e la BWG (denominata talvolta Stubbs) per il filo di ferro. Di conseguenza a parità di numero di « gauge » il filo di ferro ha qualche millesimo di pollice di diametro più di quello in rame.

FIG. 254 – *Conversione delle misure « gauge » dei fili.*

Impiego	Diametro		Numero della « Gauge »
	pollici	mm	
Linea aerea	0,080	2,03	N. 14 Steel Wire Gauge
» »	0,083	2,11	» 14 Birmingham Wire G.
» »	0,104	2,64	» 12 (*) New British Standard Gauge
» »	0,109	2,77	» 12 Birmingham W. G.
» »	0,128	3,25	» 10 New British Standard Gauge
» »	0,165	4,19	» 8 Birm. Wire Gauge
Cavo	0,025	0,635	» 22 (**) Am. Wire Gauge
»	0,036	0,912	» 19 American Wire Gauge
»	0,051	1,29	» 16 » » »
»	0,072	1,93	» 13 » » »
»	0,102	2,59	» 10 » » »

(*) All'incirca equivalente al N. 10 American Wire Gauge.

(**) La American Wire Gauge (AWG) è uguale alla Brown and Sharpe Gauge (B. and S.).

FIG. 255 - *Conduttori per linee aeree e cavi più usati dagli U. S. A.*

tori, ecc.). Rispetto alle dimensioni, in Italia gli isolatori si classificano del tipo 1 (dimensione massima, per conduttori pesanti), tipo 2 (medi, per linee urbane ed interurbane brevi), tipo 2 ½ e tipo 3 (più piccoli, per linee d'abbonato).

c) *Sostegni.*

Possono essere pali, in legno o ferro o cemento armato, paline o mensole. Per i pali di legno (castagno, robinia, ecc) le lunghezze normali sono m 7-7,5-8,5 e 9. Le paline più usate sono di ferro tubolare con collari di fissaggio murati. Le mensole sono generalmente costruite con profilati ad L murati nei fabbricati e collegati da montanti verticali.

d) *Armamenti.*

Sono i materiali per fissare gli isolatori ai sostegni, e cioè traverse, angolari, ganci, perni ed accessori.

Le traverse generalmente sono in ferro angolare, con piastra chiodata al centro per il fissaggio al palo. L'ala superiore è forata per il montaggio dei perni. Possono anche essere di legno. I tipi e dimensioni delle traverse sono in relazione agli schemi di armamento adottati.

I ganci, in tondino di ferro ripiegato, servono per sostenere l'isolatore direttamente sul palo.

I perni, in tondino di ferro (od in legno nelle linee militari U. S. A, con traverse di legno) servono a fissare gli isolatori sulle traverse o sulle mensole. Le loro dimensioni e forme sono in relazione al tipo d'isolatore da montare.

Gli accessori d'armamento possono essere montanti, saette, parafili, ferri UDS (per fissare 2 isolatori in luogo di uno) staffe speciali per incroci, ecc.

Alla figura 256 è illustrato l'impiego di alcuni tipi di materiali d'armamento in un palo di linea con armamento in ferro ed in uno con armamento in legno.

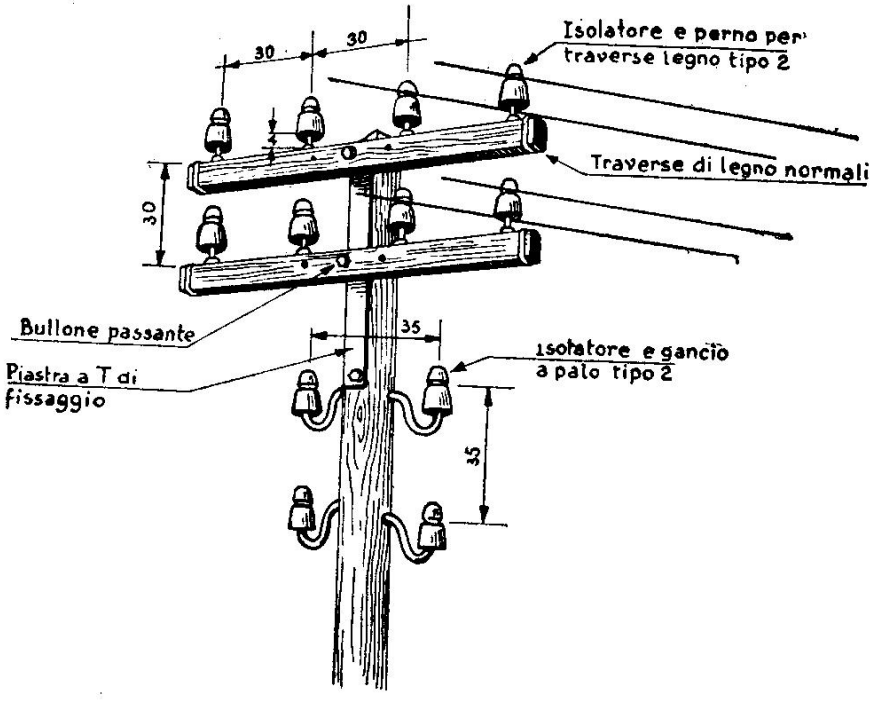
e) *Schemi d'armamento.*

Gli schemi d'armamento più usati in Italia sono indicati nella figura 257 *a*), *b*), *c*), *d*) e cioè sostanzialmente i due tipi seguenti:

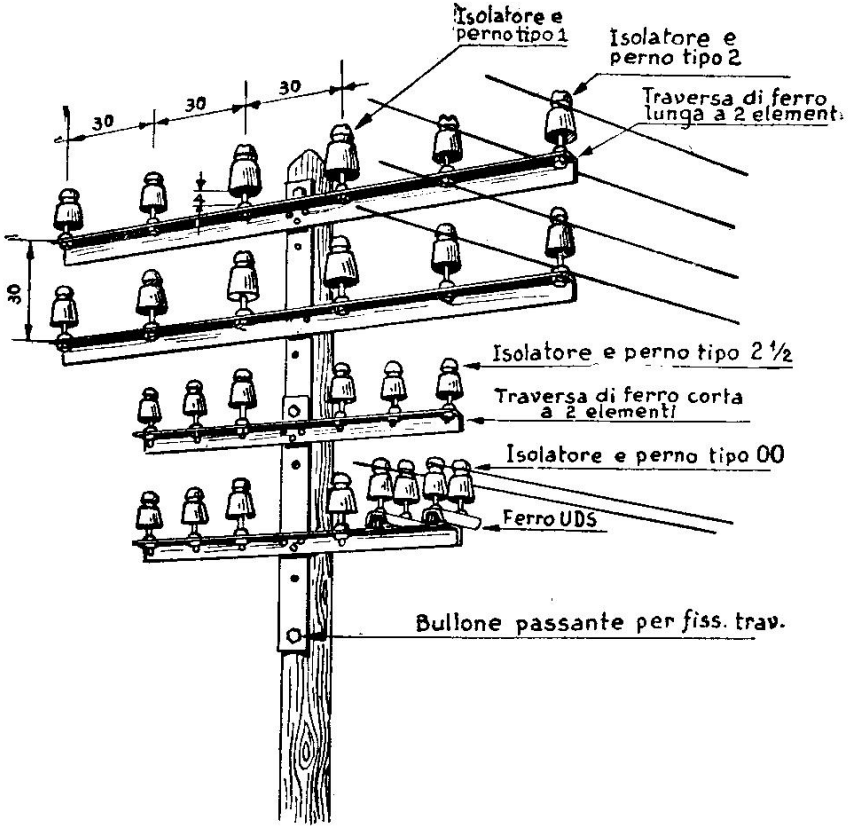
— *per circuiti di breve lunghezza*, con i due fili di ciascuna coppia disposti in piano orizzontale a 15 cm per distanza;

— *per i circuiti lunghi e per tutti gli interurbani*, con due fili di una coppia disposti ai vertici di un quadrato avente cm 30 di lato.

Nelle linee aeree destinate ai sistemi a frequenze portanti, attualmente viene spesso assunto a modello lo schema di armamento U. S. A. figura 257 *e*), nel quale i due fili di ciascuna coppia sono disposti in piano orizzontale ad 8 pollici di distanza (cm. 20) le coppie distanti tra loro in piano orizzontale 16 pollici (cm 40) e le traverse a 16 pollici di distanza tra loro.

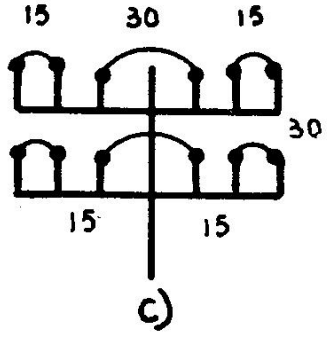


Palo di linea con armamento in legno - traverse normali quadrato 30×30 .

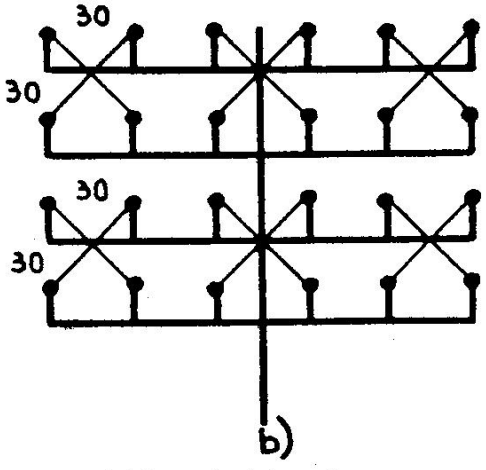


Palo di linea con armamento in ferro

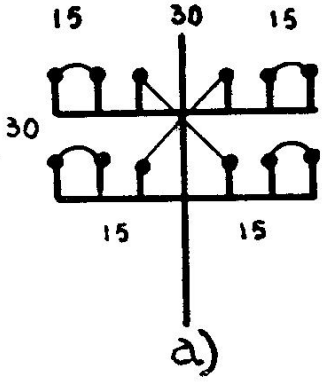
FIG. 256 – *Pali di linee con armamento in ferro ed in legno.*



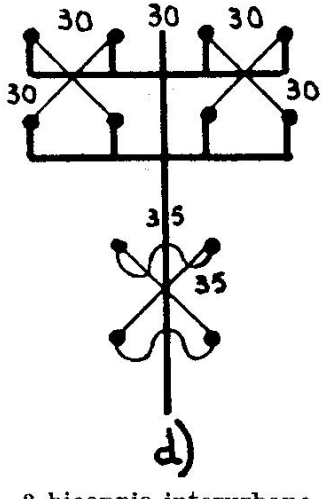
4 circuiti urbani + 1 bicoppia interurbana (Italia)



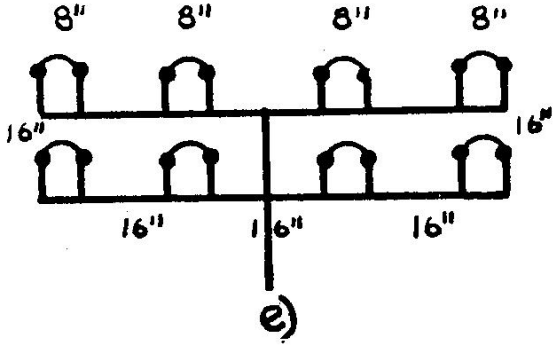
6 bicoppie interurbane (Italia)



4 circuiti urbani corti e 2 circuiti lunghi (Italia)

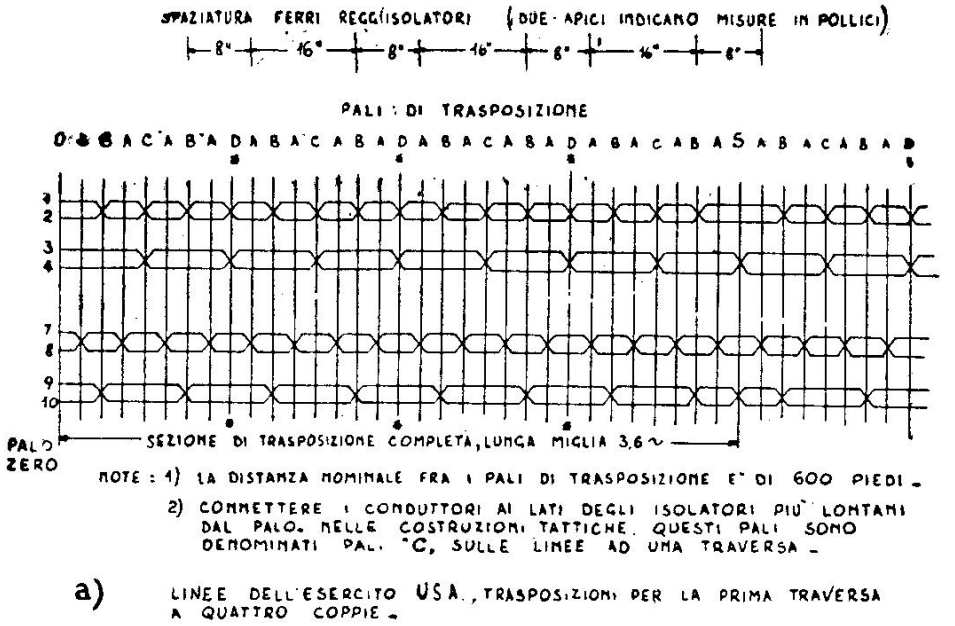


3 bicoppie interurbane (Italia)



8 coppie per frequenze portanti (U.S.A.)

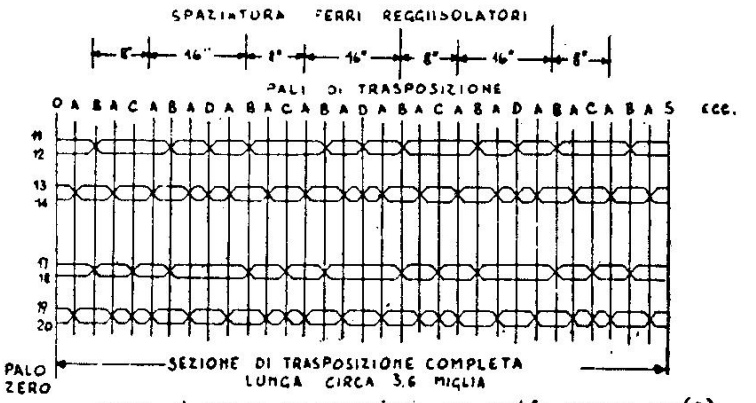
FIG. 257 - *Schemi di armamento tipici.*



NOTE: 1) LA DISTANZA NOMINALE FRA I PALI DI TRASPOSIZIONE E' DI 600 PIEDI.

2) CONNETTERE I CONDUTTORI AI LATI DEGLI ISOLATORI PIU' LONTANI DAL PALO. NELLE COSTRUZIONI TATTICHE, QUESTI PALI SONO DENOMINATI PAL. "C", SULLE LINEE AD UNA TRAVERSA.

a) LINEE DELL'ESERCITO USA., TRASPOSIZIONI PER LA PRIMA TRAVERSA A QUATTRO COPPIE.

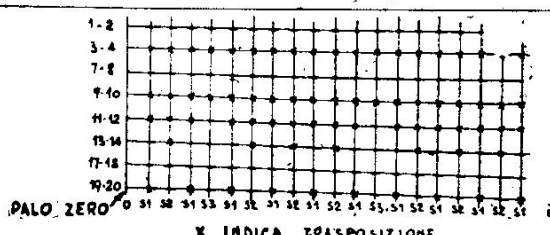


NOTE 1) PER LE TRASPOSIZIONI SUI PALI "S", VEDERE FIG. (C)

2) SPAZIATURA TRAVERSE: 3 PIEDI

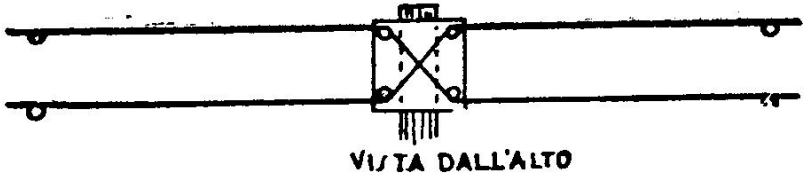
3) PER LE TRASPOSIZIONI NELLE COPPIE DA 1-2 A 9-10, VEDERE FIG. (a). LA DISTANZA NOMINALE FRA I PALI DI TRASPOSIZIONE E' DI 600 PIEDI.

b) LINEE DELL'ESERCITO U.S.A., TRASPOSIZIONI PER LA SECONDA TRAVERSA A QUATTRO COPPIE.

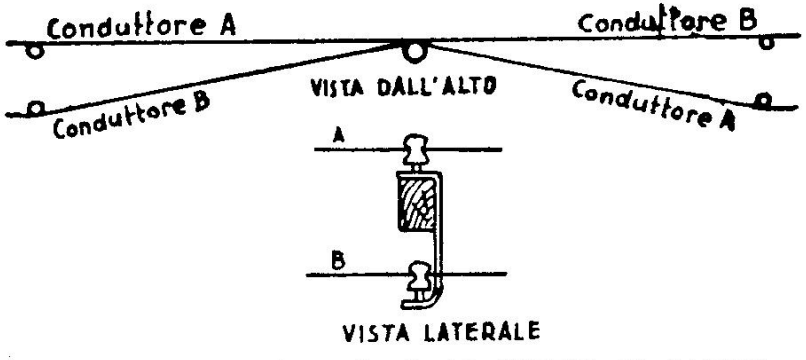


c) LINEE DELL'ESERCITO U.S.A., TRASPOSIZIONI NEI PALI "S".

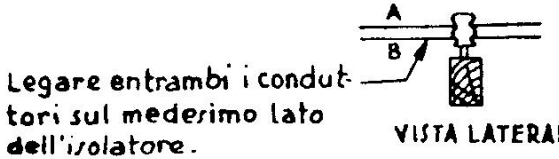
FIG. 258 – *Schema trasposizioni linee militari U.S.A. per frequenze portanti.*



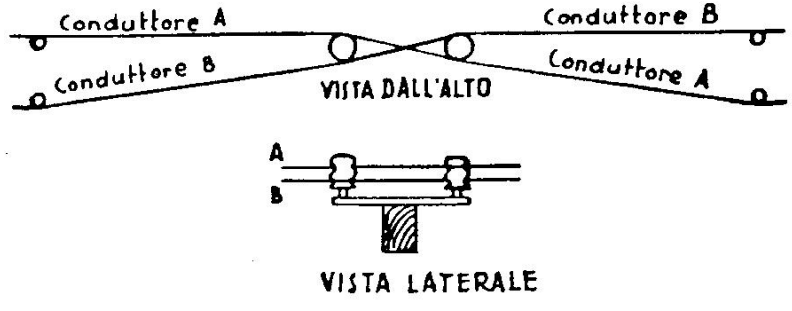
Trasposizione sugraffa di tipo punto



TRASPOSIZIONE DI TIPO GIRANTE SU GRAFFA DI CADUTA



TRASPOSIZIONE DI TIPO GIRANTE SU ISOLATORE IN-128



TRASPOSIZIONE SU DUE ISOLATORI IN-128 IN TANDEM

FIG. 259 – *Esecuzione delle trasposizioni nelle linee militari U.S.A. per frequenze portanti.*

Lo schema delle trasposizioni adottato nella linea aerea militare U. S. A. appartenente a questo tipo, è riportato nella figura 258; le modalità degli incroci per la stessa linea sono illustrate nella figura 259.

231. Cavi sottopiombo.

a) I cavi sottopiombo più usati sono quelli del tipo « Patterson », cioè con isolamento in carta ed aria secca. Nei cavi di questo tipo per reti urbane i conduttori, di rame elettrolitico, hanno diametri di 0,5-0,6-0,7 mm e sono avvolti da una fasciatura molto lasca di carta (tipo ad una carta) o talvolta da due spirali sovrapposte. La cordatura vi è effettuata a coppie, ottenute attorcigliando a due a due i conduttori, e le coppie sono suddivise in più strati successivi, partendo da un nucleo centrale costituito anch'esso da una o più coppie; ogni strato è avvolto a spirale in senso opposto a quello sottostante.

Il complesso dei conduttori è avvolto da un nastro di cotone ed infine ricoperto per trafilatura di una guaina di piombo che essenzialmente deve impedire la penetrazione dell'umidità entro il cavo (l'isolamento è affidato all'aria secca).

La posa è generalmente in tubazione sotterranea od in sospensione aerea, per quest'ultima posa si preferisce una guaina di piombo leggermente indurito da additivi.

Quando occorre prevenire la possibilità di offese sia durante la posa che nell'esercizio, si ricorre a *cavi jutati*, cioè con guaina di piombo fasciata con filo o nastro di ferro, bitumata e rivestita di juta. Per la posa in scavo libero si sicorre a *cavi armati* cioè protetti da fasciatura in nastro di ferro.

Per le giunzioni, le prove e la localizzazione dei guasti nei cavi con isolamento in carta ed aria è necessario personale specificatamente addestrato ed attrezzato.

Alla figura 260 sono indicate le caratteristiche di trasmissione dei cavi sottopiombo non pupinizzati più frequentemente incontrabili in Italia.

b) Ove il cavo con isolamento in carta ed aria sia incompatibile con le condizioni ambientali o d'esercizio (ad esempio, possibilità di allagamento interno completo in caso di guasto alla guaina), vengono impiegati tipi corrispondenti di cavo sottopiombo « Rotterdam », isolati in tessile impregnato d'olio.

Per gli impianti interni vengono, invece, impiegati tipi diversi di cavi sottopiombo, spesso isolati in carta tessile impregnata, oltre che in gomma.

c) L'inclusione diretta di tratti di cavo non pupinizzato di qualsiasi tipo (ed anche di cordoncino campale) su linee aeree, a causa

CARATTERISTICHE DI TRASMISSIONE CIRCUITI IN CAVO NON PUPINIZZATO USATI IN ITALIA

Freq. cicli	Attenuazione in milliNeper/km		Impedenza in ohm	
	diam. 1,3 mm	diam. 0,9 mm	diam. 1,3 mm	diam. 0,9 mm
500	37,5	55	336	475
800	46	68,5	272	380
1200	54,5	82,5	229	315
2000	66,5	106	191	254
6000	88	155	146	170
10000	97	178	139	151
20000	115	205	134	138
40000	151	243	131	133
60000	184	270	130	131
100000	246	354	127	129

Dati riferiti ai circuiti reali, su cavi con isolamento in carta ed aria e con capacità mutua circuiti reali di 0,0385 μF/km.

FIG. 260 – *Caratteristiche di trasmissione per i cavi non pupinizzati italiani.*

della disuniformità d'impedenza che vi introduce provoca un aumento dell'attenuazione dovuto alle perdite per riflessione. A ciò si aggiunge la maggiore attenuazione intrinseca che il cavo presenta, rispetto alla linea aerea.

L'attenuazione aggiuntiva per perdite di riflessione, espressa in *db*, generalmente viene calcolata con la formula seguente ove Z_1 e Z_2 sono le impedenze caratteristiche del cavo e della linea rispettivamente per ogni giunzione:

$$\text{Perdita per riflessione ad una giunzione (db)} = 20 \log \left| \frac{Z_1 + Z_2}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \right|$$

Z_1 e Z_2 vanno sostituite nella formula nella forma complessa, tenendo conto cioè sia dell'ampiezza che della fase.

Speditivamente e con approssimazione sufficiente l'attenuazione aggiuntiva dovuta a riflessione per l'inserimento nella linea aerea di tratti di cavo non pupinizzato di tipo diverso può essere desunta dalla tabella in figura 261, per interpolazione quando necessario. Tale dato di attenuazione aggiuntiva si riferisce a *due giunzioni*.

Tipo di cavo o cordoncino non pupinizzato	Attenuazione per riflessione con due giunzioni a linea aerea, in *db*			
	1 kc	8 kc	11 kc	27 kc
16 ga (ø 1,3 mm)	1,3	3,7	3,9	4,2
19 ga (ø 0,9 mm)	0,4	2,6	3,2	4,0
WC-548 (S-4)	1,6	4,3	4,7	5,2
W-143	4,1	7,0	7,1	7,3
W-110-B umido	0,7	3,4	3,9	5,0

FIG. 261 - *Attenuazione per riflessione dovuta a tratti in cavo inseriti su linee aeree (due giunzioni).*

Va tenuto conto che la disuniformità di impedenza introdotta in linea con l'inserimento di cavi non pupinizzati, oltre che l'aumento dell'attenuazione provoca anche un aumento di diafonia, specialmente per le frequenze portanti, ed una diminuzione nel bilanciamento degli amplificatori.

L'inconveniente può essere eliminato, quando necessario, pupinizzando il cavo oppure impiegando autotrasformatori d'adattamento d'impedenza sui punti di giunzione.

232. Circuito misto e circuiti virtuali.

a) Il circuito misto è intrinsecamente disimmetrico con conseguente maggiore suscettibilità all'induzione elettrostatica e magnetica da altre linee e sorgenti di rumore elettrico. Di conseguenza nell'esercizio risulta più rumoroso, maggiormente affetto da diafonia e le comunicazioni che vi si svolgono possono essere più facilmente intercettate, accidentalmente o volontariamente.

Presenta, rispetto al circuito metallico, una minore resistenza ohmica sul lato del ritorno a terra, per cui offre una attenuazione generalmente minore del corrispondente circuito metallico. Però presenta intrinsecamente anche un minore isolamento, per cui, in situazioni sfavorevoli di posa o di manutenzione la conduttanza in parallelo alla linea (dispersione) può aumentare al punto tale da ricondurre l'attenuazione a valori pari o maggiori di quelli del circuito metallico.

È più esposto ad inefficienza completa per danneggiamento del conduttore.

Comporta un impiego di conduttori pari a metà, rispetto al circuito metallico, ma non è pari a metà l'impiego degli altri materiali di linea ed il lavoro di stendimento e di manutenzione se il tracciato comprende un solo circuito misto.

b) Da due coppie è possibile ricavare un terzo circuito « virtuale » (phantom) mediante l'impiego di bobine separatrici. Il tipo regolamentare di bobina separatrice U.S.A. è la C-161; sostanzialmente essa è un trasformatore a frequenza vocale con rapporto 1 : 1 e col centro del secondario reso accessibile ad un morsetto (fig. 262). Sia il primario che il secondario presentano una resistenza alla corrente continua di 42 ohm (4 sezioni di avvolgimento, ciascuna di 21 ohm).

Per il funzionamento di un circuito virtuale su linee aeree è necessario che i due fili della medesima coppia presentino caratteristiche elettriche approssimativamente identiche (essenzialmente la resistenza) e la linea sia costruita con trasposizioni di fili (incroci) idonee

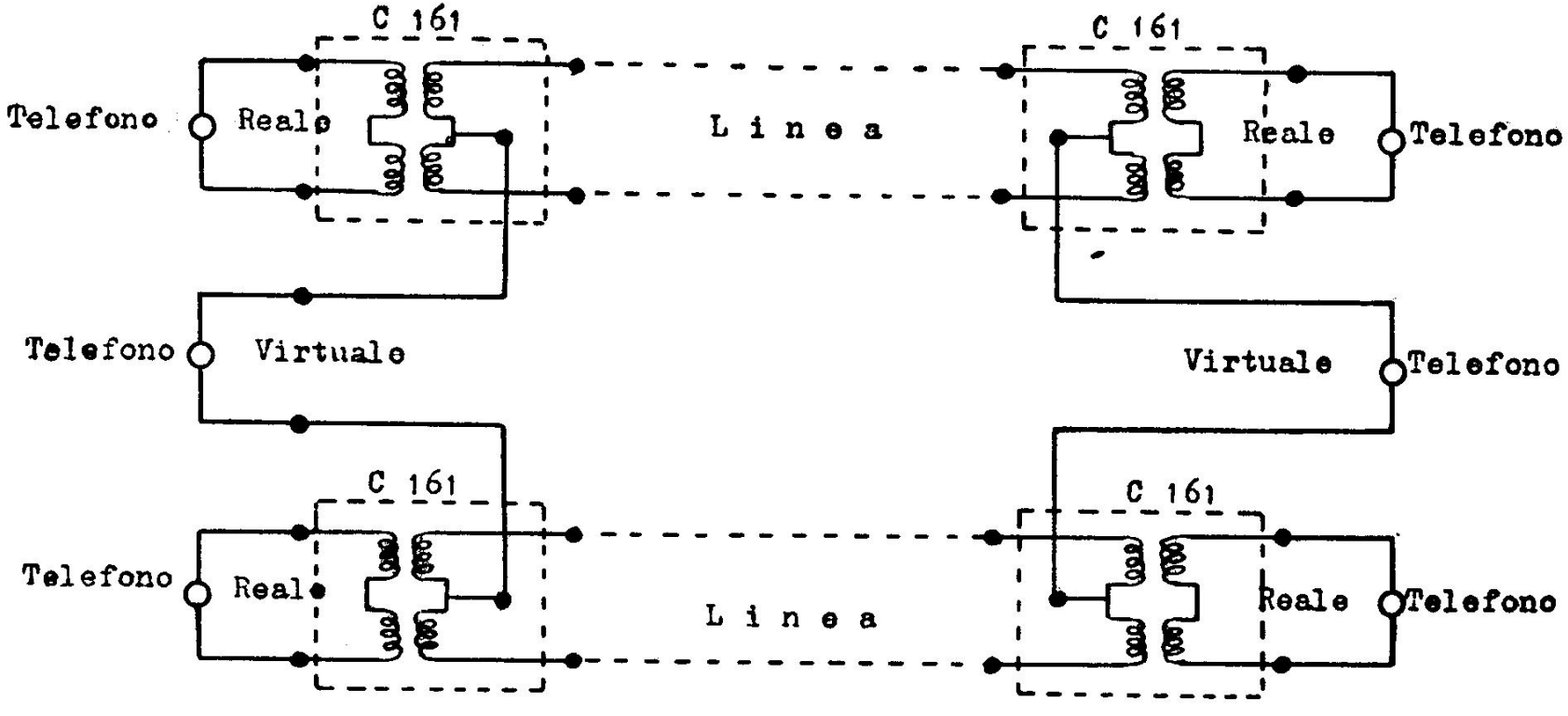


FIG. 262 – *Circuito telefonico virtuale con bobine separatrici C-161.*

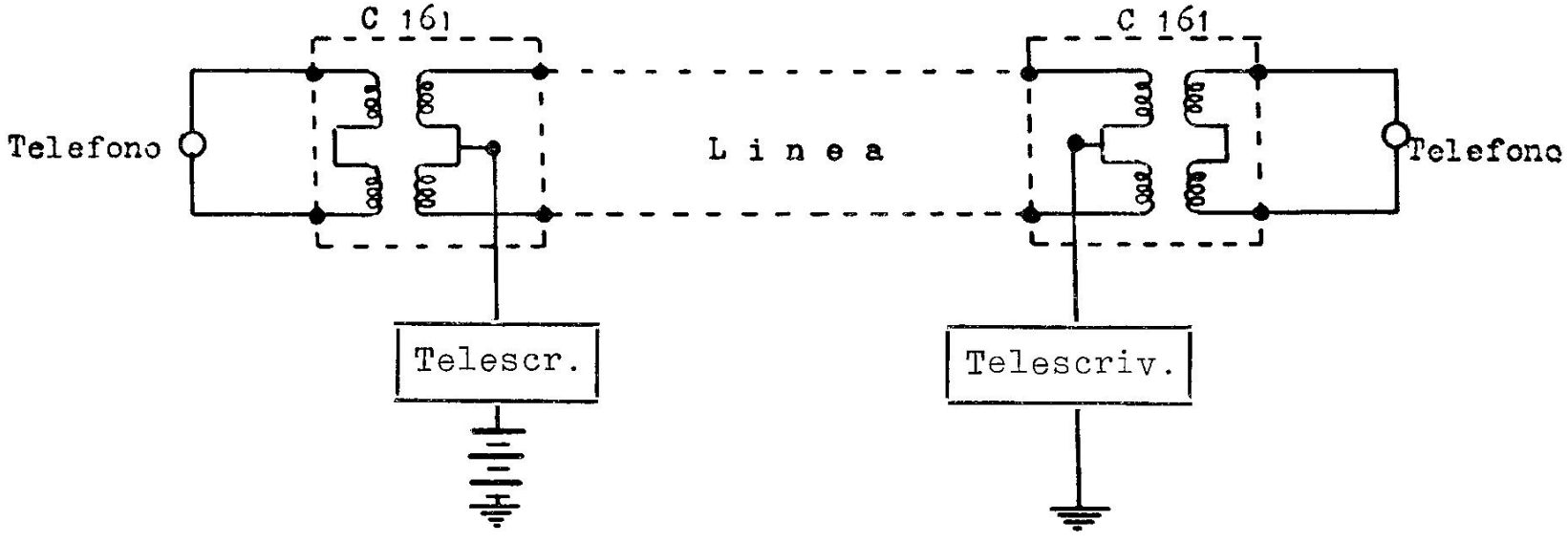


FIG. 263 - *Circuito virtuale misto (simplex).*

ad impedire la diafonia nell'ambito del « gruppo virtuale » (costituito dal virtuale e dai due reali rispettivi) e con altri eventuali gruppi virtuali sulla medesima palificazione.

Analogamente nelle linee in cavo è necessario utilizzare coppie della medesima bicoppia, opportunamente giuntate ad intervalli regolari per minimizzare la diafonia.

Il circuito virtuale tende ad essere più rumoroso dei circuiti reali che lo compongono, specialmente se le linee e loro equipaggiamenti non vengono ben bilanciati (resi simmetrici elettricamente). Di conseguenza i circuiti telefonici virtuali non sono di pratica realizzazione con i cordoncini campali, con le linee aeree senza incroci adatti, nei cavi sottopiombo con bicoppie a stella ed in quelli con bicoppia D.M. (multiple - twin quads) aventi meno di 28 coppie.

c) Da una sola coppia è possibile, mediante le bobine separatrici, ricavare un circuito virtuale misto, denominato « Simplex » negli U.S.A. (fig. 263). Tale circuito non risulta generalmente adatto per comunicazioni telefoniche, ma bene utilizzabile per la telegrafia a corrente continua (simultanea).

Anche da un circuito telefonico virtuale è possibile ricavare un ulteriore circuito « supervirtuale misto » (simplexed) utilizzabile per la telegrafia a corrente continua (fig. 264).

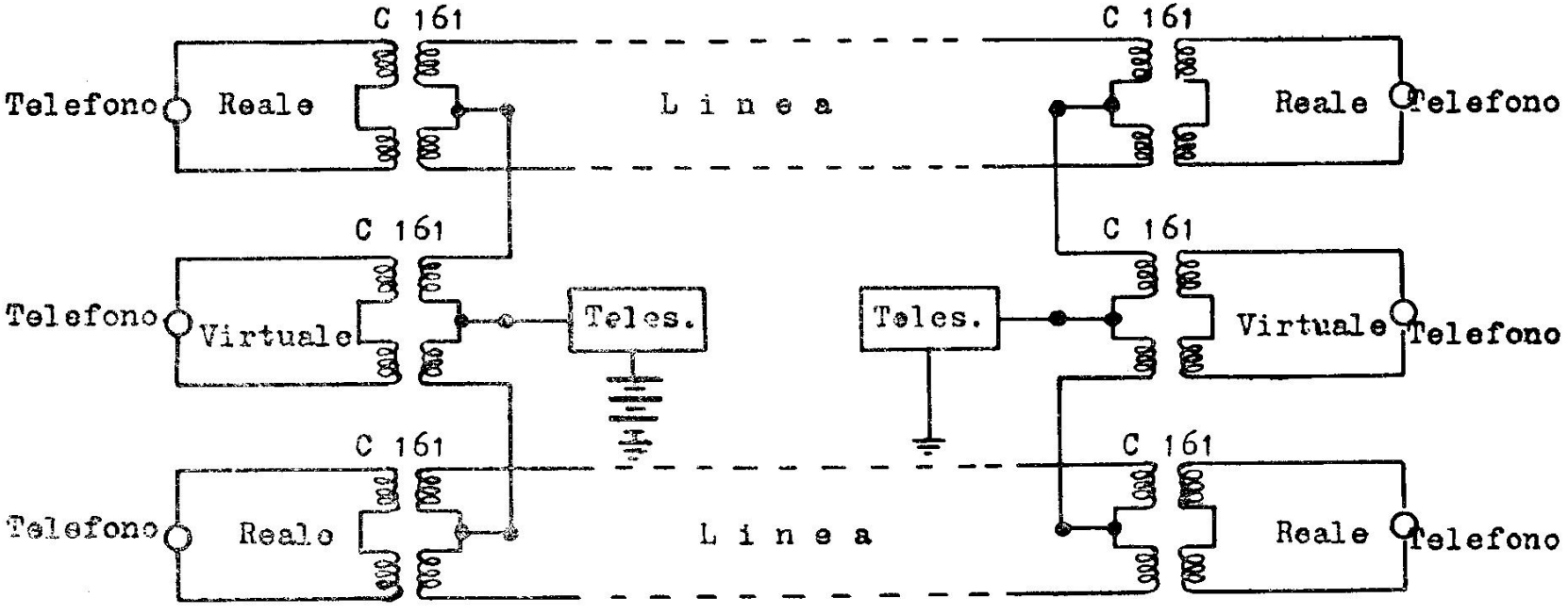


FIG. 264 – *Circuito supervirtuale misto (simplexed).*

233. Coppie in cavo coassiale.

a) La coppia coassiale è costituita da due conduttori cilindrici concentrici, che fungono da conduttori rispettivamente di andata e di ritorno come in una normale linea a due fili; il conduttore esterno ha in più, la funzione di schermo. Affinchè l'effetto schermante sia sufficiente senza dover ricorrere ad eccessivi spessori del conduttore esterno, occorre un effetto pelle ben sviluppato, e cioè un funzionamento a frequenze relativamente elevate.

98 Le dimensioni geometriche caratteristiche di una coppia coassiale, cioè il diametro esterno *a* del conduttore interno, il diametro interno *b* del conduttore esterno e lo spessore *s* del conduttore esterno, sono legate alle caratteristiche di funzionamento elettrico che si intendono ottenere, ai materiali impiegabili ed a considerazioni economiche.

Il conduttore centrale è in tutti i casi di forma cilindrica piena, mentre quello esterno può essere costituito da strisce avvolte ad elica e combacianti, o da due nastri avvolti a semicilindro ed ingraffettati od infine da unico nastro ripiegato su sè stesso a cilindro ed ingraffettato lungo una generatrice.

Nella costruzione si debbono assicurare, oltre ad una sufficiente flessibilità, anche una buona uniformità nelle dimensioni e la costanza delle stesse con le sollecitazioni meccaniche inerenti all'esercizio. Quando l'isolante, tra i due conduttori, è l'aria, il conduttore interno viene

mantenuto centrato da opportuni distanziatori o centrini in materiale dielettrico solido di varia natura, generalmente polietilene.

b) Per il calcolo delle costanti primarie di una coppia coassiale con conduttori in rame valgono le seguenti formule, in cui a e b sono in cm ed f in cicli:

Resistenza per unità di lunghezza, a 20° C, con effetto pelle ben sviluppati, in microohm/metro

$$r = 4{,}2 \sqrt{f} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right)$$

Induttanza per unità di lunghezza, in microhenry/metro

$$l = 0{,}46 \, lg_{10} \frac{b}{a}$$

Capacità per unità di lunghezza, in picofarad/metro

$$c = \frac{24{,}1 \ \varepsilon_r}{lg_{10} \dfrac{b}{a}} \quad (\varepsilon_r = 1 \text{ per l'aria}).$$

La resistenza (impedenza) caratteristica è data da:

$$R_c = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \, lg_{10} \frac{a}{b} \quad \text{in ohm, con } a \text{ e } b \text{ in cm;}$$

La costante d'attenuazione è data da:

$$\alpha = \frac{r}{R_c} = \frac{\sqrt{f \cdot \varepsilon_r} \left(\dfrac{b}{a} + 1\right)}{65{,}7 \, b \, lg_{10} \dfrac{b}{a}} \cdot 10^{-6} \text{ Neper/metro.}$$

Per un valore di b (diametro interno del conduttore esterno) costante, l'attenuazione diviene proporzionale al fattore

$$\frac{\dfrac{b}{a} + 1}{lg_{10} \dfrac{b}{a}}$$

Tale espressione ammette un valore minimo per $\dfrac{b}{a} = 3{,}6$, a cui corrisponde, quindi, l'attenuazione minima.

L'impedenza caratteristica di una coppia coassiale in rame con $\dfrac{b}{a} = 3{,}6$ e con dielettrico aria ($\varepsilon_r = 1$) è di 77 ohm.

L'attenuazione minima sulle coppie coassiali in rame, trascurando le perdite nel dielettrico, è:

$$\alpha_{min} = 0{,}13 \frac{\sqrt{f \ \varepsilon_r}}{b} \ 10^{-6} \text{ Neper/metro.}$$

Il valore dell'attenuazione per valori di $\dfrac{b}{a}$ diversi da 3,6, e compresi tra 2,5 e 6, aumenta di poco rispetto al minimo (non più del 10 %).

Nelle coppie coassiali l'adozione di un dielettrico solido, anche se privo di perdite, determina un aumento dell'attenuazione ed una diminuzione dell'impedenza caratteristica.

c) Il tipo di coppia coassiale normalizzata negli U.S.A. e raccomandata dal C.C.I.F. per l'Europa ha un diametro del conduttore interno di 2,6 mm ed un diametro interno del cilindro esterno di 9,4 mm con spessore di 0,25 mm. Il rapporto tra i due diametri è quindi, 3,6 il che assicura l'attenuazione minima alle frequenze elevate. La sua impedenza caratteristica nominale è di 75 ohm. L'attenuazione in tale coppia è data dalla seguente formula approssimata:

$$\alpha = 2{,}3 \sqrt{F} + 0{,}006 \, F \qquad \text{(a 15°C)}$$

espressa in *db*/km, quando F è in Megacicli.

234. Nuova rete nazionale italiana.

a) *Generalità.*

Il progetto della nuova rete venne coordinato con un programma generale d'interconnessione in Europa e nel bacino Mediterraneo, elaborato nella riunione del C.C.I.F. di Firenze nel 1951. I lineamenti della stessa risultano dalla tabella riportata nella figura 266.

Nei riguardi del tipo di linea da adoperare, per la nuova rete, il presupposto della trasmissione anche di segnali televisivi ha limitato

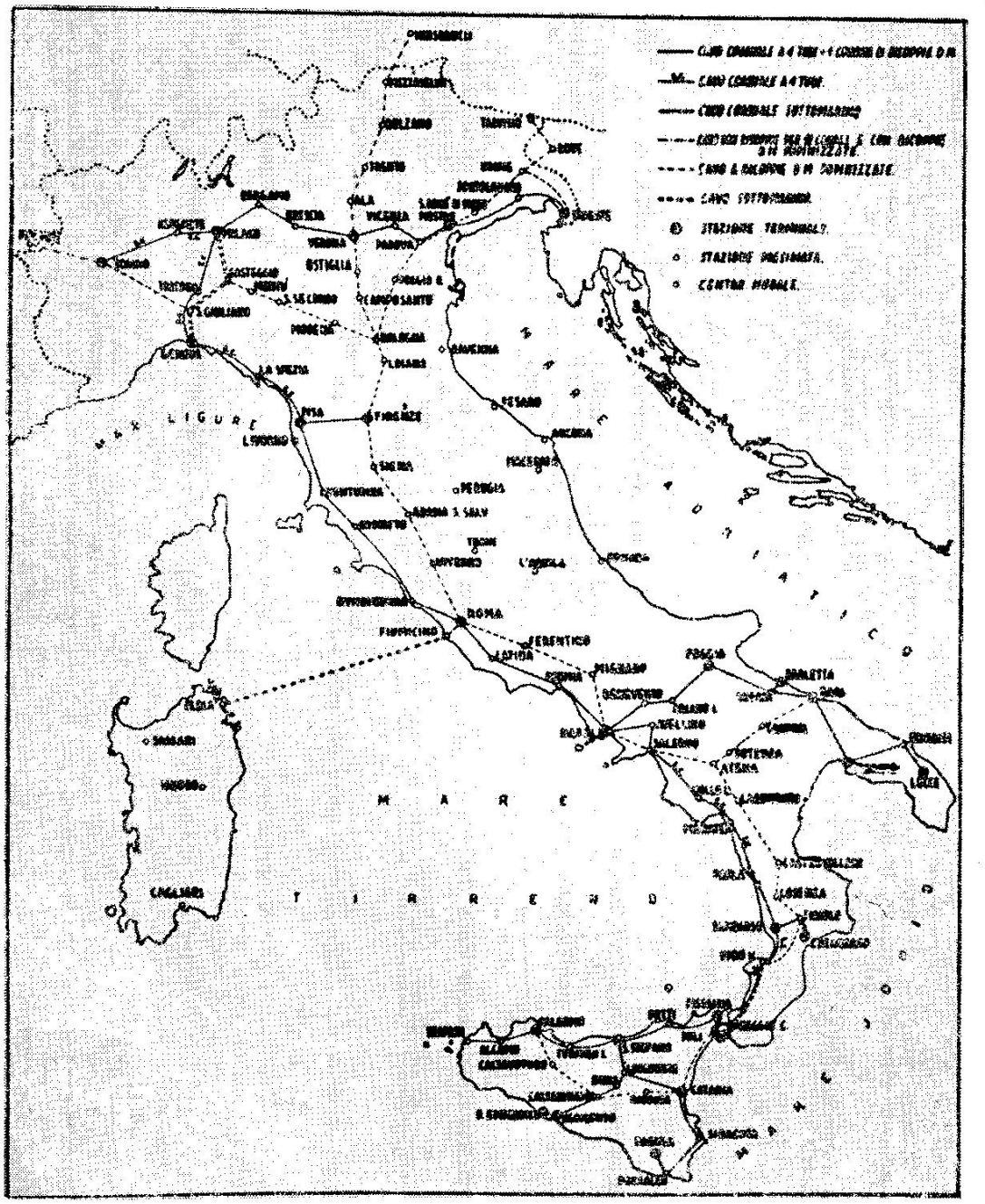


FIG. 265 – *Tracciato dell'attuale e della futura rete telefonica nazionale in cavo.*

Percorso	Lunghezza (km)	Tipo di coppia (4)	Numero di coppie (5)	Numero di canali per coppia (6)	Larghezza di banda per ogni canale (kHz)	Banda totale trasmessa (kHz)	Caratteristiche dei conduttori (7)	Numero di circuiti (6)	Data d'inizio dei lavori e del servizio
Verona–Bolzano (2)	155	S	20	12 + 12	4	6 ÷ 108	1,1 NC	240	1953
Bolzano–Brennero (2)	97	S	12	12 + 12	4	6 ÷ 108	1,1 NC	144	1953
Torino–Modane (2)	96	S	16	12 + 12	4	6 ÷ 108	1,1 NC	192	1952
Torino-Milano (via Vercelli) (2)	155	S	16	12 + 12	4	6 ÷ 108	1,3 NC	192	1952
Milano–Briga (2)	156	S	2	12 + 12	4	6 ÷ 108	1,3 NC	24	1953
Torino–Milano (2)	150	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1953
Milano–Verona (2)	160	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1953
Verona–Mestre (2)	114	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Mestre–Trieste (2)	156	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Milano–Genova (2)	161	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Genova–Pisa (2)	187	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Pisa–Roma (2)	331	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Roma–Napoli (2)	234	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1953
Milano–Chiasso (3)	50	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Genova–Ventimiglia (3)	502	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
Napoli–Reggio Calabria (3)	160	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
Sambiase–Catanzaro (3)	55	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
R. Calabria–Mili (Messina) (3)	20	C	1	180 + 180	4	60 ÷ 1200	4,2/15,1	180	1955
Mili–Messina–Palermo (3)	256	C	2 + 2		4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
Palermo–Trapani (3)	100	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1954
Napoli–Foggia (3)	196	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
Foggia–Bari (3)	135	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1955
Bari – Lecce – Gagliano del Capo (3)	257	C	2 + 2	960	4	60 ÷ 4028	2,6/9,4	960 + TV	1953

(2) Cavi in corso d'installazione. (3) Cavi in progetto. (4) S, coppie simmetriche; C, coppie coassiali. (5) Numero di coppie simmetriche (o di coppie coassiali). Una sola cifra *m* significa che esistono *m* coppie simmetriche (o *m* coppie coassiali): i canali di senso opposto sono sulla stessa coppia (simmetrica o coassiale). Due cifre *m* + *m* significano che esistono 2 *m* coppie (simmetriche o coassiali): i canali di senso opposto sono in questo caso su coppie distinte (simmetriche o coassiali). (6) Numero di canali per coppia (simmetrica o coassiale). Una sola cifra *n* significa che *n* canali (tutti di medesimo senso su una medesima coppia simmetrica o coassiale) sono su ciascuna delle *m* + *m* coppie (simmetriche o coasssiali). Due cifre *n* + *n* significano che *n* canali in un senso ed *n* in senso opposto sono inviati su ciascuna delle *m* coppie (simmetriche o coassiali). In entrambi i casi il numero di circuiti e *n m*, se tutte le coppie, ed interamente, sono utilizzate per il servizio telefonico. Se il numero indicato è minore, significa che sono previsti altri servizi, come per esempio quello televisivo (TV). (7) Per le coppie coassiali s'indicano, in millimetri, col numeratore il diametro esterno del conduttore interno, col denominatore il diametro interno del conduttore esterno; per le coppie simmetriche, il diametro di ciascun conduttore. NC significa « non caricata ».

FIG. 266 - *Linee telefoniche italiane per il servizio internazionale rapido a frequenze vettrici.*

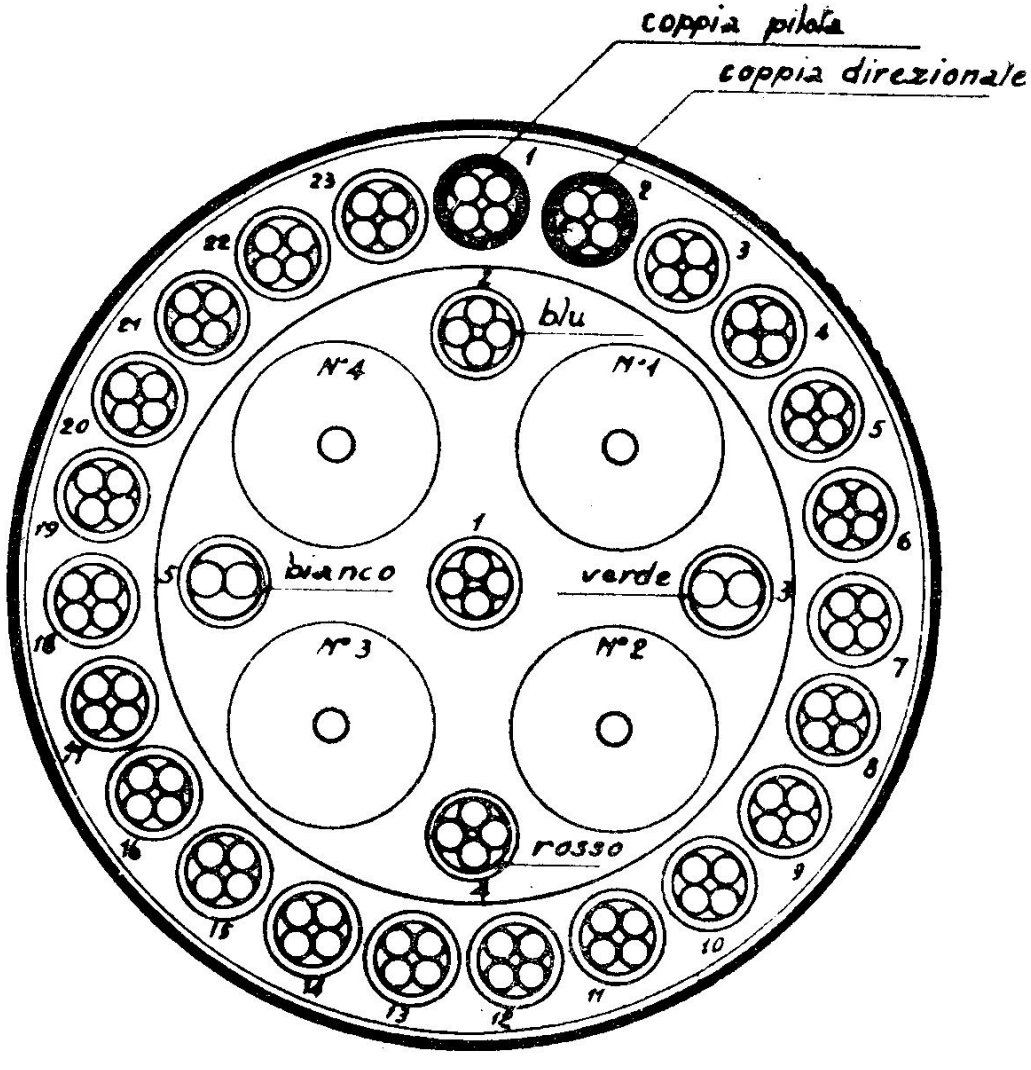


FIG. 267 - *Sezione del cavo coassiale per la nuova rete italiana di telecomunicazione 4 coppie coassiali (N. 1 e 2 telefoniche; N. 3 e 4 televisive). 3 bicoppie a stella, 2 coppie schermate, corona di 23 bicoppie D.M.*

le possibilità di scelta ai cavi coassiali ed ai ponti radio a microonde; fu data la preferenza ai primi perchè la tecnica relativa era più sviluppata e perchè offrivano maggiori garanzie di sicurezza sotto vari aspetti. La nuova rete coassiale è quindi in corso avanzato di attuazione.

Il cavo (fig. 267) è costituito da quattro tubi (coppie coassiali) più tre bicoppie a stella e due coppie schermate di tipo normale con isolamento in carta ed aria secca. Le stelle e le coppie sono disposte negli interstizi tra i cavi coassiali. Attorno a questo nucleo centrale può essere disposta una corona di 23 bicoppia D.M.

Ogni cavo coassiale (tubo) rappresenta una « coppia coassiale » ed è costituito da un conduttore centrale con diametro di 2,64 mm, e da un tubo esterno formato da un nastro ripiegato ed aggraffato, avente diametro interno di 9,52 mm. Il rapporto tra diametro interno del conduttore esterno e diametro del conduttore interno è esattamente 3,6, valore a cui corrisponde la minima attenuazione. I due conduttori sono di rame. L'isolamento è prevalentemente costituito da aria secca, e la centratura è ottenuta con dischetti in polietilene ad intervalli regolari (33,3 mm).

I vari tipi di circuiti contenuti nel cavo sono destinati ad assolvere le seguenti funzioni:

— Coassiali 1 e 2: per collegamenti telefonici a frequenza portanti, del tipo a 4 fili fisici, utilizzando un tubo coassiale per ciascuna direzione di trasmissione. I canali sono del tipo « largo » (4000 cicli lordi) e riuniti in gruppi secondari di 60 canali ciascuno. La potenzialità massima prevista è di 16 gruppi secondari, con un totale di 960 canali ed una banda estesa da 60 kc a 4,028 Mc. Il passo di amplificazione dei coassiali telefonici è di 9 km circa.

— Coassiali 3 e 4: per collegamenti televisivi, rispondenti allo standard italiano di 625 linee, 50 immagini al secondo intercalate (banda da 300 kc a 7 Mc circa).

È stata prevista anche la possibilità di utilizzare il cavo coassiale per trasmissioni di più larghe bande di frequenza (fino a 10 Mc), inserendo un amplificatore supplementare al centro di ciascuna sezione d'amplificazione di 9 km. In primo tempo, comunque, la rete viene realizzata con soli amplificatori a 9 km.

— Coppie schermate interstiziali: per collegamenti telefonici di elevata qualità a frequenza vocale e collegamenti « musicali »), ad uso essenzialmente della radiodiffusione, ove occorra prolungare localmente analoghi canali musicali ottenuti nel cavo coassiale con la fusione di 3 canali normali adiacenti. Le coppie schermate sono pupinizzate con 14 mH e passo di 915 m, per sezioni d'amplificazioni a frequenza vocale di 70 km circa.

— Bicoppia D.M. di corona: per i circuiti telefonici di tipo normale a frequenza vocale, destinati ai più brevi collegamenti interurbani. Le coppie sono pupinizzate con 66 mH per i reali a 27 mH per i virtuali, con passo di 1830 m. La lunghezza media della sezione d'amplificazione è di 70 km.

— Bicoppie a stella interstiziali: per circuiti di servizio e per apparecchiature automatiche di controllo e segnalazione.

Non sono pupinizzate e vengono sezionate in corrispondenza ad ogni centralino ripetitrice dei coassiali 1 e 2.

b) *Organizzazione del sistema a 960 canali.* L'ubicazione delle « stazioni terminali », delle « stazioni presidiate » e dei « centri nodali » nella rete in cavo coassiale italiana è indicata alla figura 265. Le rimanenti stazioni di amplificazione, distribuite lungo la linea ad intervalli di circa 9 km, non sono presidiate e vengono telealimentate e telecomandate dalle stazioni presidiate.

Il *gruppo primario* di modulazione è costituito da 12 canali telefonici « larghi » (ognuno con larghezza lorda di 4 kilocicli), ed occupa una larghezza di banda di 48 kilocicli allocata tra i 60 ed i 108 kilocicli.

Il *gruppo secondario* o *supergruppo* di modulazione è costituito con 5 gruppi primari e risulta con larghezza di banda di 240 kilocicli (comprendendo 60 canali); alla formazione è allocato tra 312 e 552 kilocicli.

Con la modulazione di supergruppo, per il sistema a 960 canali, i supergruppi vengono distribuiti nello spettro tra 60 e 4028 kilocicli con intervallo di 12 kilocicli tra il 1° ed il 2° e tra il 2° ed il 3° supergruppo, e di 8 kilocicli tra tutti i supergruppi successivi.

c) *Estrazione di canali.* L'estrazione e l'introduzione di canali nel cavo coassiale per servire centri minori comporta l'impiego di apparecchiature intermedie per filtraggio, modulazione e demodulazione. Tali operazioni sono facilitate dal raggruppamento dei canali in gruppi primari e supergruppi, ma costringe ad operare, di norma, su un minimo di 60 canali (un supergruppo).

Supponendo, ad esempio, di dover estrarre 12 canali dal sistema a 960 canali, occorrerà procedere alle seguenti operazioni:

— *estrazione di supergruppo*, consistente nella separazione del supergruppo che contiene i 12 canali desiderati dagli altri 15 supergruppi;

— *estrazione di gruppo*, consistente nella separazione del gruppo primario comprendente i 12 canali desiderati dagli altri 4 gruppi primari del supergruppo estratto:

— *estrazione di canale*, consistente nella separazione dei 12 canali contenuti nel gruppo primario estratto.

L'estrazione di supergruppo viene generalmente eseguita con uno dei seguenti metodi:

1) *Derivazione semplice.* Nel punto di estrazione sul canale coassiale viene applicato in derivazione il filtro passa banda corrispondente al supergruppo da estrarre, senza introdurre impedimenti alla prosecuzione degli altri supergruppi nel cavo. Con questo metodo la banda del supergruppo derivato (estratto) rimane ancora occupata nel tratto di cavo a valle della derivazione, fino alla più prossima stazione di demodulazione di supergruppo.

2) *Derivazione con soppressione di banda.* Con questo metodo, oltre al filtro passa banda in derivazione, si applica in serie al cavo un filtro eliminabanda per la banda del gruppo estratto. In tal modo la banda già occupata dal supergruppo estratto a valle del punto di derivazione diviene vacante e disponibile per altra utilizzazione.

3) *Demodulazione di supergruppo.* Comporta la traslazione di tutti i supergruppi del sistema nella loro locazione fondamentale, e la successiva rimodulazione di supergruppo, limitata ai soli supergruppi che devono proseguire. Quest'ultimo metodo richiede, per l'applicazione, un complesso maggiore di apparecchiature; però consente la maggiore flessibilità ai fini dell'interconnessione con altri tipi di sistemi multicanali.

CAPITOLO 4.

L'AMPLIFICAZIONE TELEFONICA

235. Generalità.

a) Un amplificatore telefonico elementare è costituito essenzialmente da una valvola amplificatrice (elemento attivo) e da un equalizzatore (elemento passivo).

L'elemento attivo ha il compito di compensare l'attenuazione dovuta alla linea; è quindi caratterizzato dal « guadagno » espresso in *db positivi*. È intrinsecamente unidirezionale, cioè presenta un ingresso (griglia) ed un'uscita (placca) irreversibili.

L'equalizzatore ha il compito di correggere la distorsione di frequenza provocata dalla linea, attenuando maggiormente le frequenze poco attenuate dalla linea e viceversa; presenta quindi una caratteristica di « attenuazione-frequenza » con andamento opposto a quello della linea.

L'amplificazione può essere effettuata:

— presso il telefono mediante due distinti amplificatori, rispettivamente per la trasmissione e per la ricezione, commutati in linea dal pulsante del microtelefono dell'utente;

— in punti intermedi e terminali sulla linea mediante « ripetitori » in grado di amplificare in entrambe le direzioni di trasmissione contemporaneamente. Quest'ultima possibilità è consentita dall'impiego della « forchetta telefonica » (bobina ibrida o traslatore differenziale), il cui principio di funzionamento è illustrato nella figura 268.

b) Le limitazioni nell'impiego della amplificazione telefonica derivano da:

1) necessità di non immettere in linea, all'uscita dell'amplificatore correnti vocali con livello di potenza molto più elevato di quello del comune telefono (circa 0 dbm, pari ad 1 mV), per non provocare eccessiva diafonia nei circuiti vicini, ed un aumento del rumore generato dallo stesso amplificatore;

2) necessità di amplificare la trasmissione prima che questa sia stata eccessivamente attenuata dalla linea, per evitare che insieme al segnale venga amplificata una quantità proporzionalmente crescente di rumore. Tale fatto, con più amplificazioni successive, determinerebbe una progressiva rapida diminuzione del rapporto segnale/rumore;

3) necessità di rimanere lontani dalla condizione di « innesco » dell'autoscillazione degli amplificatori; l'autoscillazione si manifesta quando per induzione od altri motivi una quantità sufficiente di energia dall'uscita di un amplificatore viene trasferita all'ingresso dell'amplificatore stesso (la relazione opportuna di fase generalmente si realizza casualmente per qualcuna delle varie frequenze vocali contenute dalla trasmissione).

A chè ciò non avvenga occorre ottenere e mantenere il migliore « bilanciamento » della forchetta telefonica, nei tipi di amplificatori che la impiegano, ossia la regolazione della linea artificiale ad un valore d'impedenza il più possibile uguale a quello della linea collegata alla forchetta per tutte le frequenze della banda interessante l'amplificatore.

Poichè l'impedenza della linea varia notevolmente al variare delle temperature e condizioni atmosferiche, e la variazione è diversa per le varie frequenze della banda, e per le esigenze di economia costruttiva della linea artificiale, il bilanciamento ottenibile è sempre approssimativo. Di conseguenza, risulta imperfetta la separazione tra ingresso ed uscita dell'amplificatore. Contribuirà alla sicurezza contro l'innesco di autoscillazioni la limitazione del guadagno dell'amplificatore, cioè la limitazione del dislivello di energia tra la sua uscita e l'ingresso; infatti la stessa frazione dell'energia di uscita che può rientrare nell'amplificatore, in misura assoluta può essere piccola ed insufficiente all'innesco se il guadagno è basso, od essere grande e sufficiente all'innesco se il guadagno è alto.

In conclusione, le limitazioni nel distanziamento degli amplificatori e nel loro guadagno singolo derivano da considerazioni sulla diafonia, sul rapporto segnale/rumore e sulle condizioni di innesco e risultano massime su linee con conduttori « non stabilizzati », cioè soggetti a variare notevolmente le loro caratteristiche con le variazioni delle condizioni climatologiche.

c) I ripetitori si distinguono nei seguenti tipi fondamentali:

Tipo 21: (fig. 269) per linea a 2 fili, con un solo amplificatore. Non richiede la linea artificiale, poichè il bilanciamento vi è ottenuto disponendolo alla mezzeria elettrica della linea, in modo che le due metà della linea realizzino la condizione di equilibrio richiesta per il funzionamento della forchetta telefonica (fig. 268 *d*). La stabilità del ripetitore (assenza di innesco) dipende dalla precisione con cui è ottenuto tale bilanciamento naturale. Il guadagno ottenibile è generalmente limitato dalla esigenza di stabilità contro l'innesco delle autoscillazioni.

Tipo 22: (fig. 269) per linee a 2 fili, con due amplificatori; uno per direzione di trasmissione. La sbabilità contro l'innesco di autoscillazioni viene ottenuta con due linee artificiali la cui impedenza

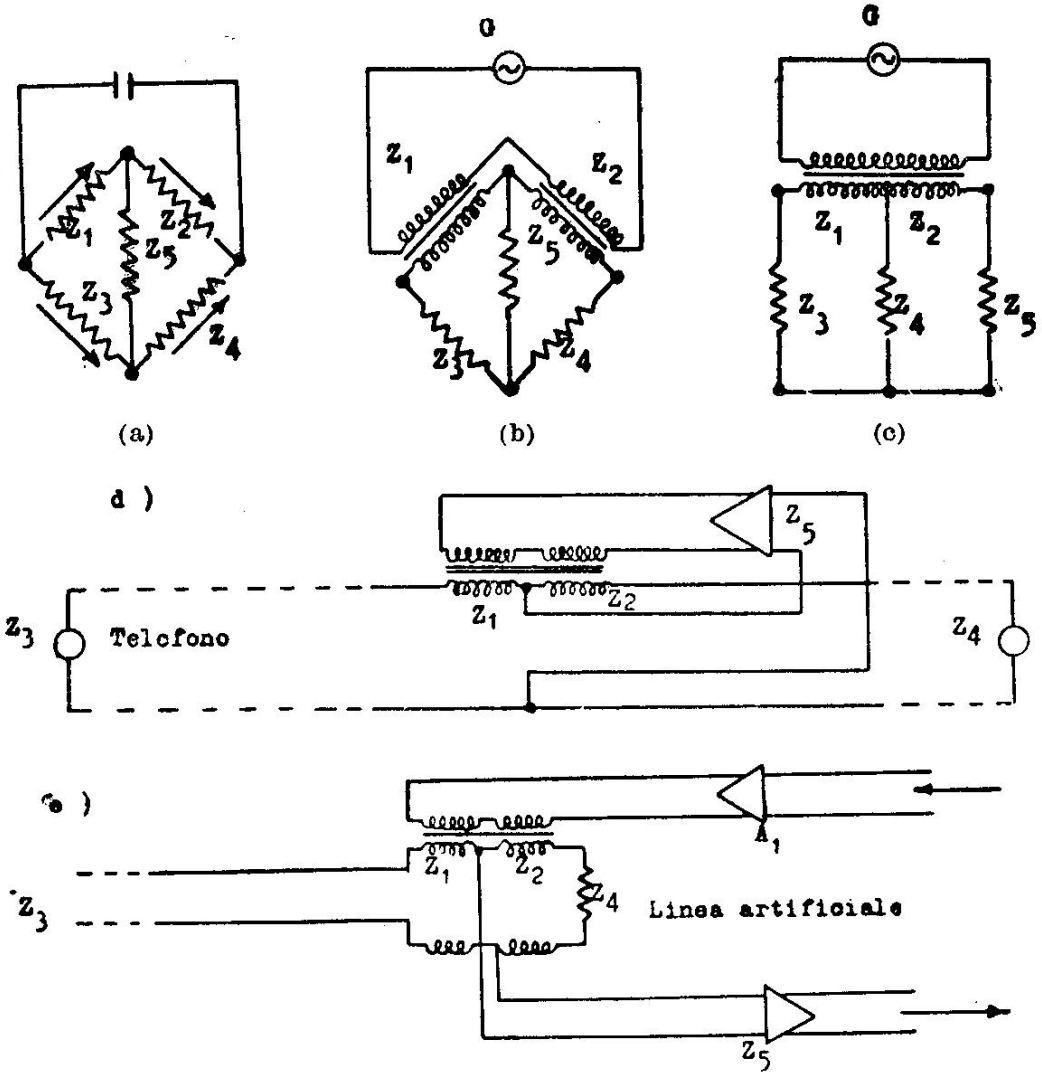
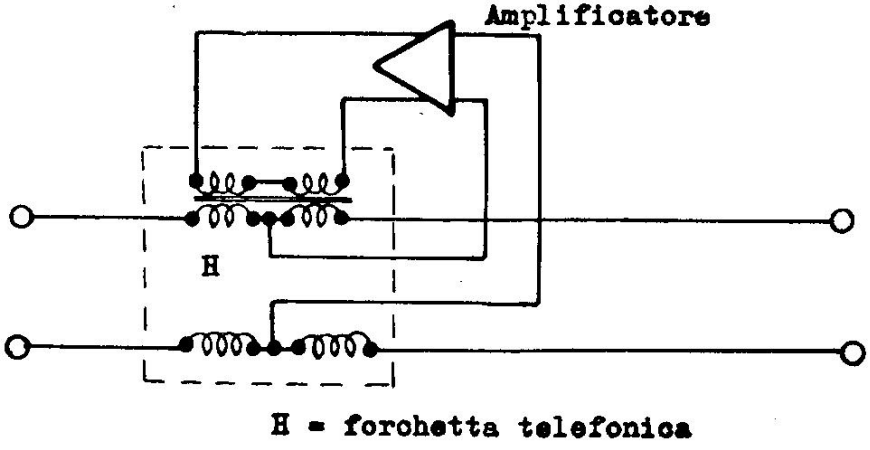


FIG. 268 - *Principio di funzionamento della forchetta telefonica.*

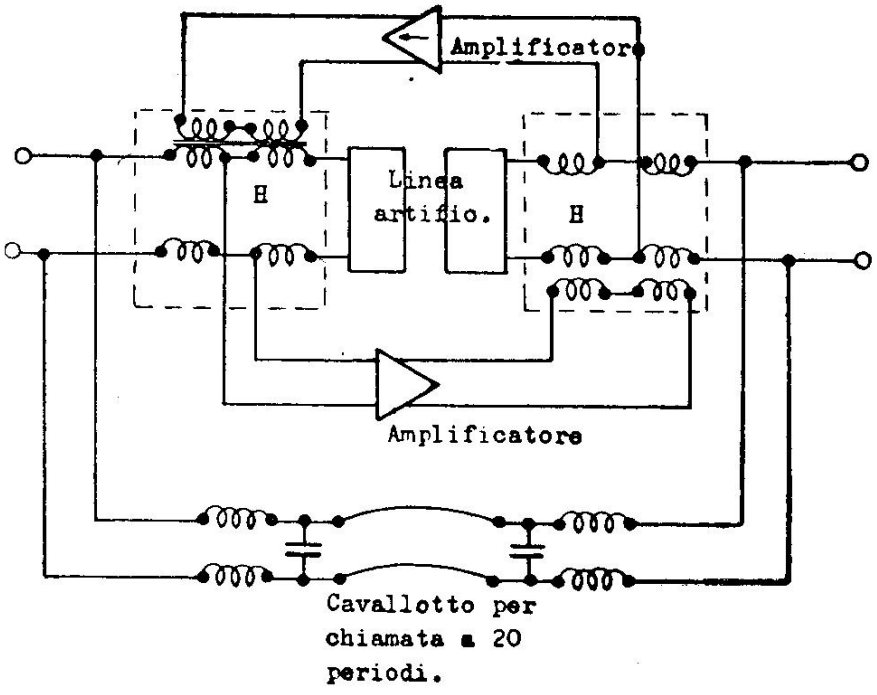
Quando $Z_1/Z_3 = Z_2/Z_4$, Z_5 non è percorsa da corrente Z_3 e Z_4 sono percorse da correnti eguali. Gli schemi (a), (b) e (c) si equivalgono.

Applicazione in « forchetta telefonica » per passaggio generatore « G » è sostituito dall'amplificatore, la cui energia di uscita non può raggiungere il suo ingresso (Z_5).

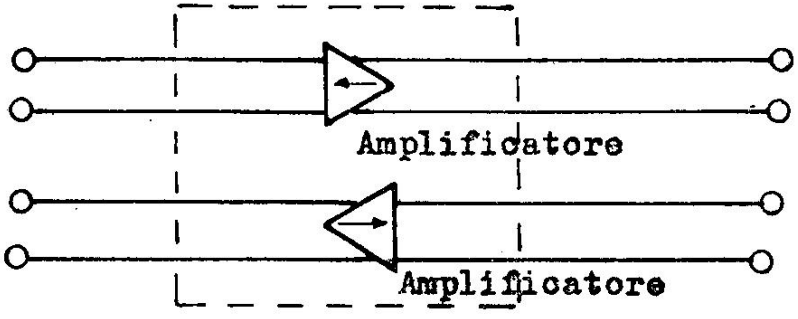
Applicazione in « forchetta telefonica » per passaggio da 2 a 4 fili. L'uscita dell'amplificatore A_1 non può presentarsi all'ingresso dell'amplificatore A_2 (Z_5). I 2 avvolgimenti supplementari nel secondo filo hanno lo scopo di rispettare la simmetria della linea. La linea artificiale (Z_4) deve avere impedenza eguale alla linea a 2 fili (Z_3) essendo anche $Z_1 = Z_2$.



a) Ripetitore telefonico Tipo 21



b) Ripetitore telefonico Tipo 22 (con cavallotto per 20 periodi)



c) Ripetitore telefonico a 4 fili (intermedio)

FIG. 269 - *Tipi di ripetitori telefonici.*

va regolata allo stesso valore (approssimativo) delle due sezioni di linea adiacenti. Il guadagno ottenibile è limitato anche in questo tipo generalmente dalla esigenza di stabilità contro le autoscillazioni; più raramente dalla necessità di non produrre diafonia eccessiva.

Tipo a 4 fili: (fig. 269), consistente in due amplificatori inseriti ognuno su una delle coppie della linea a 4 fili e puntati in direzioni opposte. Una coppia viene utilizzata per la trasmissione nel senso opposto della medesima conversazione. Tale ripetitore è intrinsecamente stabile, essendo reso più difficile l'accoppiamento tra ingresso ed uscita di un amplificatore (la forchetta telefonica è presente solo ai terminali della linea); consente quindi guadagni più elevati dei tipi precedenti, anche su linee con notevoli irregolarità d'impedenza. Il guadagno è limitato generalmente solo dalla necessità di non produrre diafonia o rumore eccessivi.

d) Il criterio di adottare linee a 4 fili per una comunicazione telefonica con amplificazione, anzichè una linea a 2 fili, deriva dalle seguenti considerazioni:

— la forchetta telefonica non può economicamente essere realizzata, nè regolata in modo da impedire rigorosamente il reingresso nell'amplificatore di una frazione della sua energia all'uscita; di conseguenza il guadagno possibile con l'amplificatore non può essere sfruttato pienamente;

— un cavo che contenga il doppio di coppie telefoniche non costa il doppio e non comporta oneri dopppi di manutenzione;

— col sistema a 4 fili possono essere eliminate le forchette telefoniche e le linee artificiali in tutti i ripetitori intermedi;

— i singoli amplificatori potendo fornire maggior guadagno nel sistema a 4 fili possono essere più distanziati e quindi in numero minore;

— il sistema a 4 fili consente la « segregazione » dei circuiti, cioè l'allontanamento fisico ed elettrico delle coppie funzionanti in una direzione di trasmissione da quelle che funzionano per la direzione opposta ottenendo notevoli riduzioni nella diafonia e maggiore margine di sicurezza contro l'innesco di autoscillazioni.

e) Le correnti a 20 periodi per la chiamata e segnalazione non vengono amplificate nè possono transitare per gli amplificatori telefonici tipo 22 od a 4 fili. I metodi per assicurare la chiamata e segnalazione sui circuiti amplificati sono i seguenti:

cavallottamento per i 20 periodi; consiste nel collegare i fili di linea all'ingresso del ripetitore con i corrispondenti all'uscita del ripetitore attraverso un filtro passabasso (induttanza in serie e capacità in parallelo) che impedisca il passaggio alle frequenze vocali (maggiori di 300 cicli) e fornisca una via di aggiramento del ripetitore alle bassissime frequenze (20 periodi); con tale metodo la chiamata a 20 periodi non è arrestata dagli amplificatori; essa però rimane vincolata ai suoi limiti di funzionamento originari, spesso insufficienti data la maggior lunghezza che possono assumere i circuiti amplificati;

con ripetitori 20/20 periodi; questo metodo è affine al precedente in quanto viene fornita alla chiamata a 20 periodi una via di aggiramento degli amplificatori; però il cavallotto è costituito da circuiti sussidiari incorporati nel ripetitore che provvedono anche alla rigenerazione della chiamata, con tecnica affine a quella dei ripetitori telegrafici;

con chiamata a frequenza vocale; questo metodo comporta l'impiego di convertitori di chiamata ai due estremi della linea amplificata, quali provvedono a sostituire alla frequenza di 20 periodi una frequenza vocale opportuna e viceversa. La frequenza vocale usata può transitare per gli amplificatori, alla stregua delle frequenze vocali costituenti la trasmissione telefonica, e fruendo delle medesime condizioni di amplificazione e di attenuazione di queste e presenta in linea di massima, un limite di funzionamento pari al limite di trasmissione. Le frequenze più usate sono la 500/20 (cioè frequenza 500 cicli interrotta 20 volte al secondo) e la 1000/20.

236. Telefono amplificato TP-9.

a) Il telefono TP-9 può essere utilizzato come normale telefono portatile a batteria locale (chiamata magneto-elettrica) mantenendo abbassata e bloccata la sua forcella di commutazione, oppure come telefono amplificato (rilasciando il blocco della forcella di commutazione). In questo secondo caso, al sollevamento del microfono viene fornita l'alimentazione, tratta da pile incorporate, a due amplificatori, rispettivamente di trasmissione e di ricezione, compresi nel telefono.

I due amplificatori vengono collegati alla linea alternativamente, ruotando o meno la farfalla di commutazione del microtelefono. Il circuito comprende anche un relè per l'inabilitazione dell'amplificatore di ricezione durante la trasmissione, ad evitare l'innesco di autoscillazioni.

Con le pile assegnategli (una BA-27, una BA-65, tre BA-2) ed in servizio intermittente consente una autonomia di alimentazione di 3 o 4 settimane.

Alla figura 270 è riportato lo schema di principio del telefono predisposto per il funzionamento con amplificazione.

b) L'amplificatore di trasmissione fornisce un guadagno fisso di 15 *db*; quello di ricezione un guadagno regolabile fino a 55 *db*. L'utilizzazione integrale del guadagno possibile è però condizionata in trasmissione dalla necessità di non provocare eccessiva diafonia su altri circuiti vicini, ed in ricezione dalla rumorosità e diafonia sulla linea utilizzata.

L'impiego normale previsto è su linee telefoniche in cordoncino campale ed in ambienti operativi in cui non sono applicabili altri metodi per l'aumento del limite di trasmissione (ripetitori intermedi, linee con minore attenuazione).

In collegamento con altro telefono TP–9 ed in condizioni favorevoli di scarsa rumorosità e diafonia può consentire un miglioramento nel limite di trasmissione fino a 30 o 35 *db*, rispetto al telefono EE–8–(). In collegamento con telefono non amplificato il miglioramento ottenibile è solo quello inerente al guadagno dell'amplificatore di trasmissione di 15 *db*.

Il telefono TP–9 può risultare di utile impiego anche per la ricezione in ambienti rumorosi acusticamente; può anche essere utilizzato per l'intercettazione, mediante derivazione ad alta impedenza direttamente sul circuito o per induzione su altra linea o circuito vicino.

237. Ripetitore telefonico EE-89-A.

a) Appartiene al tipo 21 (2 fili, 1 amplificatore), come allo schema di principio in figura 269 *a*). È in confezione portatile (kg 7 circa) alimentato da una pila BA–40 (che fornisce 1,5 V al filamento e 90 V alla placca dell'unica sua valvola VT–221 (3Q5–GT). L'autonomia di alimentazione con tale pila è in media di 2 settimane.

È impiegabile solo come ripetitore « intermedio », posto in opera di preferenza nel punto di mezzo di una linea di costruzione omogenea.

Non interrompe la continuità galvanica della linea, ma ai fini della chiamata a 20 periodi e della telegrafia a corrente continua introduce in linea una maggiore resistenza ohmica di circa 700 ohm (equivalente a circa 6 km di cordonino W–110–B).

b) Il guadagno massimo che può fornire è di 24 *db*, con un livello di uscita massimo di + 15 *dbm*. Il guadagno utilizzabile dipende, però, dal bilanciamento naturale ottenuto tra le impedenze delle due tratte di linea collegate.

c) Inserito al centro di una linea in cordoncino W–110–B lunga 30 km in condizioni favorevoli può consentire il guadagno massimo e funzionamento sufficientemente stabile da non essere influenzato al variare delle terminazioni (commutazioni). Su linee in cordoncino W–110–B lunghe da 30 a 40 km possono essere impiegati due ripetitori; in tal caso la tratta tra i due ripetitori deve avere lunghezza doppia di quella tra un ripetitore ed il terminale. È sconsigliato l'uso di un numero maggiore di ripetitori sulla stessa linea.

Su linee pupinizzate il ripetitore, oltre che al centro della linea, deve essere inserito anche al centro di una sezione di pupinizzazione.

238. Ripetitore telefonico TP-14.

a) Appartiene al tipo 22 (2 fili, 2 amplificatori), come allo schema di principio della figura 269 *b*); variando, però, alcune connessioni esterne può essere convertito in amplificatore a 4 fili. Incorpora due linee artificiali e due equalizzatori regolabili che ne consentono l'impiego sulla maggior parte delle linee militari. Può essere impiegato sia in punti intermedi che ai terminali della linea. Consente il cavallottamento della chiamata a 20 periodi e la terminazione o prosecuzione del circuito virtuale misto eventualmente ricavato dalla linea.

Per l'alimentazione elettrica richiede la corrente alternata a 115–230 volt, 50–60 periodi, oppure una batteria di accumulatori a 12 volt, da provvedere a parte. Peso circa kg 20.

b) Il guadagno massimo ottenibile per ciascuna direzione di trasmissione è di 18 *db* e l'uscita massima di + 10 *dbm*.

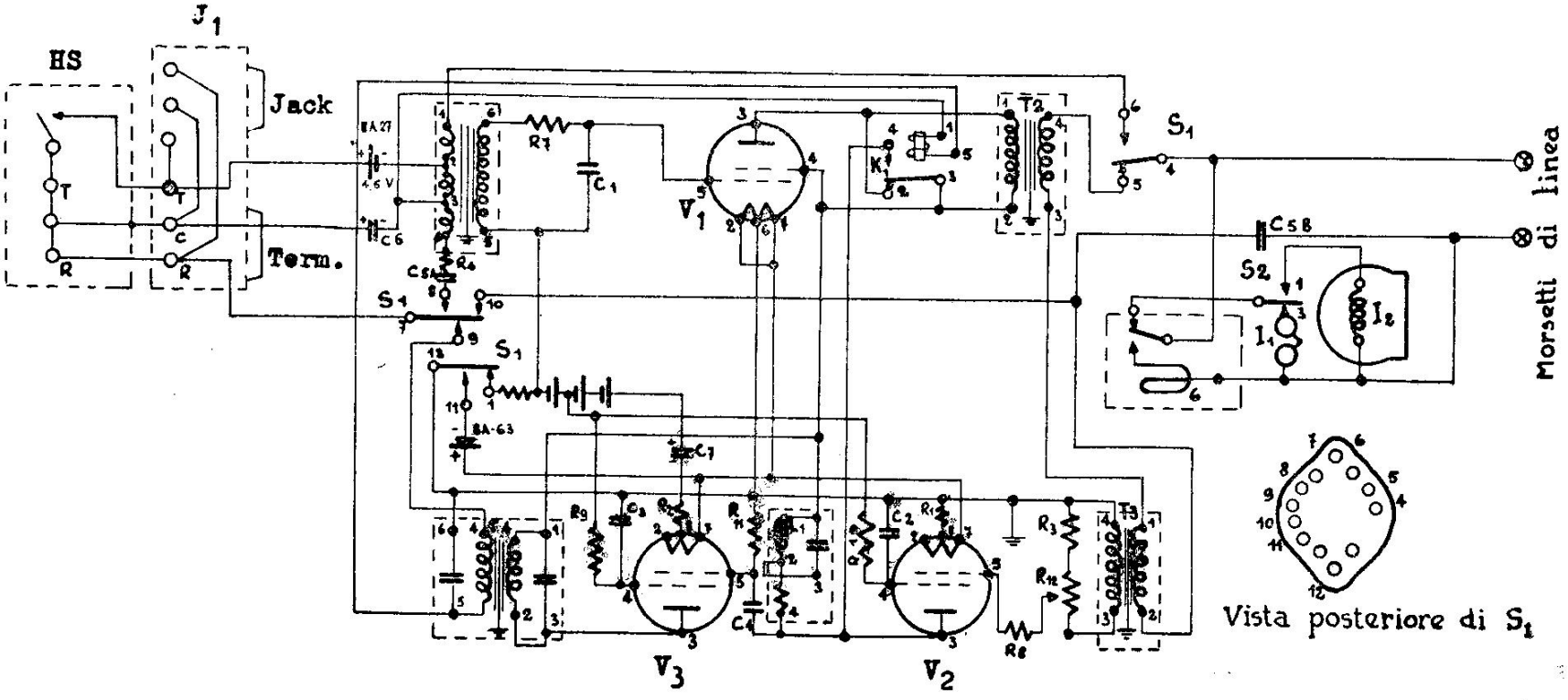
La regolazione del livello d'uscita va effettuata controllando praticamente il margine di sicurezza contro l'innesco di autoscillazione.

239. Ripetitore telefonico EE-99-A.

a) È il componente principale della stazione ripetitrice TC–29–A (altri componenti: l'alimentatore PE–209, un telefono EE–8–() ed accessori minori). Appartiene al tipo a 4 fili, con due stadi di amplificazione per ciascuna direzione di trasmissione. Può essere impiegato in punti intermedi od ai terminali di una linea a 4 fili, comprendendo una forchetta telefonica per dare la terminazione a 2 fili ad un lato.

È in confezione portatile (kg 20 circa), alimentabile con batteria d'accumulatori a 12 volt, tramite l'alimentatore PE–209, oppure senza alimentatore, direttamente con 3 pile BA–23 e 3 pile BA–36 (autonomia una settimana). Consente il cavallottamento della chiamata a 20 periodi utilizzando il circuito virtuale ottenuto dalle due coppie della linea a 4 fili.

b) Il guadagno complessivo del ripetitore in ciascuna direzione di trasmissione è di 35 *db*, con un'uscita massima di + 15 *dbm*. La caratteristica del guadagno, rispetto alla frequenza è intrinsecamente



Nel circuito il telefono è considerato in posizione di ricezione (microtelefono fuori della forcella e blocco forcella rilasciato).

FIG. 270 - *Schema di principio del telefono amplificato TP-9.*

LEGENDA:

C_1	Condensatore	0.00047 μF ± 20 %, 500 W c. c.
C_2	»	0,001 μF ± 20 %, 500 W c. c.
C_3	»	0,0047 μF ± 20 %, 500 W c. c.
C_4	»	0,01 μF ± 20 %, 300 W c. c.
C_5	Condensatori a due sezioni, 0,3 μF ± ± 10 % × 0,5 μF + 20 % — 10 %, 500 W c. c.	
C_6	Condensatore	10 μF + 50 % — 10 %, 25 W c. c.
C_7	»	16 μF + 50 % — 10 %, 125 W c. c.

R_1	Resistenza	4 ohm ± 10 %, ½ W
R_2	»	4 ohm ± 10 %, ½ W
R_3	»	220 ohm ± 10 %, ½ W
R_4	»	330 ohm ± 10 %, ½ W
R_5	»	1000 ohm ± 10 %, ½ W
R_7	»	56.000 ohm ± 10 %, ½ W
R_8	»	150.000 ohm ± 10 %, ½ W
R_9	»	270.000 ohm ± 10 %, ½ W
R_{10}	»	470.000 ohm ± 10 %, ½ W
R_{11}	»	470.000 ohm ± 10 %, ½ W
R_{12}	Potenziometro guadagno 250.000 ohm	

K_1 Relè 50 ohm.

T_1	Trasformatore ingresso trasmettitore
T_2	Trasformatore uscita trasmettitore
T_3	Trasformatore ingresso ricevitore
T_4	Trasformatore uscita ricevitore
L_1	Accoppiamento interstadio 5 - 2 H
S_1	Commutatore rotazione microtelefono
S_2	Commutatore rotazione selezione chiamata
HS	Microtelefono TS-9
G	Macchinetta magneto-elettrica
I_1	Bobina segnale visivo
I_2	Suoneria MC-131
J_1	Jack
V_1	Valvola JAN - 3 Q 5 - CT
V_2	Valvola JAN - 3 Q 5 - CT
V_3	Valvola JAN - 3 Q 5 - CT

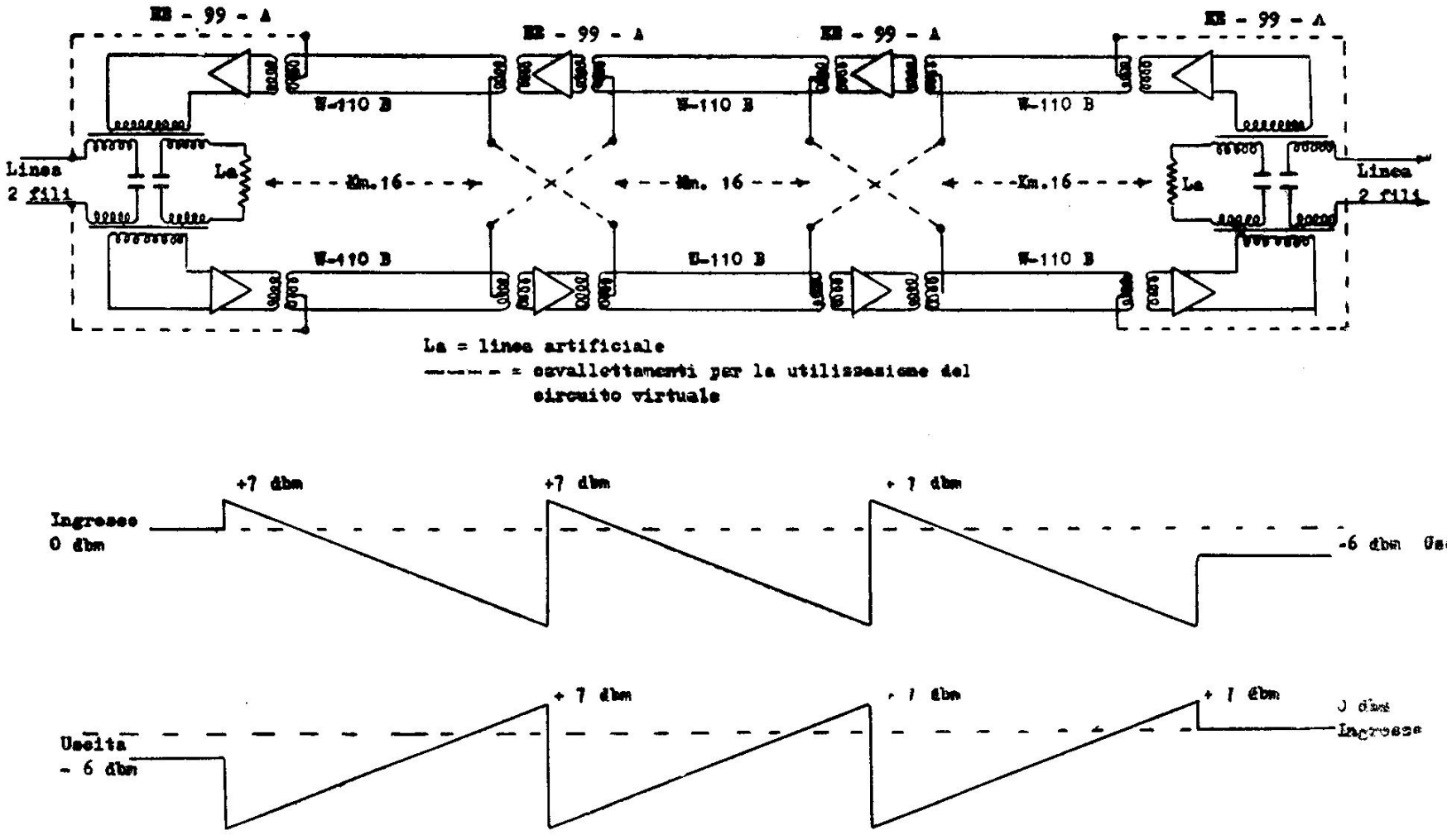


FIG. 271 - *Impiego di ripetitori EE-99-A.*

piatta da 300 a 3500 cicli, ma può essere modificata con tre regolazioni possibili dell'equalizzatore, rispettivamente per caratteristiche piatta e con due pendenze diverse, per compensare la distorsione di ampiezza della linea.

Alla figura 271 è illustrato un esempio di amplificazione su linea a 4 fili con cordoncino campale W-110-B e relativi diagrammi dei livelli nelle due direzioni di trasmissione per « allineamento » con equivalente di 6 *db*.

c) Viene denominato « allineamento » il complesso delle regolazioni del guadagno dei diversi amplificatori in una linea, in modo che ciascuno compensi l'attenuazione apportata dalla sezione antecedente di linea, fornisca un'uscita di livello compatibile con le necessità di non determinare eccessiva diafonia su altre linee vicine e si ottenga per la linea il miglior equivalente compatibile con le condizioni di stabilità contro le autoscillazioni.

Il metodo *diretto*, od esatto, di allineamento consiste nell'immettere in linea un segnale di prova a 1000 cicli, al livello di 0 *dbm* (1 milliwatt). L'amplificatore di trasmissione del 1° ripetitore viene regolato all'uscita prescritta (ove non diversamente richiesto, al valore standard di + 7 *dbm*, indicato dall'accensione di apposito indicatore al neon), ed in ordine di successione eseguendo l'analoga regolazione alla medesima uscita degli altri amplificatori per la medesima direzione di trasmissione; l'ultimo amplificatore verrà regolato per l'uscita all'equivalente desiderato (non mai minore di 6 *db*, ad evitare instabilità durante la conversazione od al variare delle attenuazioni in linea per le variazioni di temperatura). Analogo allineamento si effettua nella direzione opposta di trasmissione; quindi si controlla la stabilità con prove di conversazione. Se la stabilità non risulta raggiunta, dovrà essere aumentato l'equivalente (ad es., 12 *db*).

Il metodo ad *anello* ha carattere speditivo e richiede la disponibilità di un generatore a 1000 cicli presso il solo terminale A.

Si procede all'allineamento nella direzione A–B come al metodo precedente, e pervenuti al terminale B, l'uscita dell'ultimo amplificatore viene cavallottata con l'ingresso del 1° amplificatore della direzione opposta B–A, procedendo quindi all'allineamento anche in questa direzione. In fine, staccato il cavallotto, si riduce il guadagno dell'ultimo amplificatore della direzione A–B di quanto occorre per evitare autoscillazioni durante la conversazione.

240. Ripetitori telefonici civili allestiti in armadio (packaged).

I ripetitori telefonici a frequenza vocale di tipo civile U.S.A. allestiti in armadio per l'impiego militare (packaged) sono di due tipi: in unità « singola » con un solo ripetitore (tipo X-61821J della W.E.Co.), ed in unità « tripla », con tre ripetitori (tipo X-6182K della W.E.Co.). Ogni ripetitore dell'armadio può essese predisposto secondo lo schema del tipo a 2 o del tipo a 4 fili. Comprendono le necessarie linee artificiali regolabili per il bilanciamento di pressochè tutti i tipi di linee possibili in pratica.

Ogni armadio comprende un alimentatore che ne consente il funzionamento con alimentazione in corrente alternata.

Il tipo « singolo » incorpora due convertitori di chiamata a 1000/20 cicli; il tipo « triplo » richiede che i convertitori occorrenti siano forniti a parte. I corrispondenti convertitori di chiamata allestiti in armadio sono i tipi X-61820A, a 2 circuiti, ed X-62820B, a 4 circuiti, della W.E.Co.

Queste apparecchiature sono previste per l'impiego in installazioni fisse, con linee a 2 fili aeree ed in cavo, e con linee in cavo a 4 fili.

241. Convertitori di chiamata a frequenza vocale.

a) La chiamata a frequenza vocale va adottata nelle linee in cui sono in opera amplificatori che non consentono il passaggio della chiamata a 20 periodi, o che, pur consentendolo, se la linea ha lunghezza superiore ai limiti della chiamata magnetoelettrica, non provvedono a rigenerarla. Va inoltre, adottata ovunque la chiamata a 20 periodi sia incompatibile con altre utilizzazioni simultanee del circuito (ad esempio telegrafia sub-acustica).

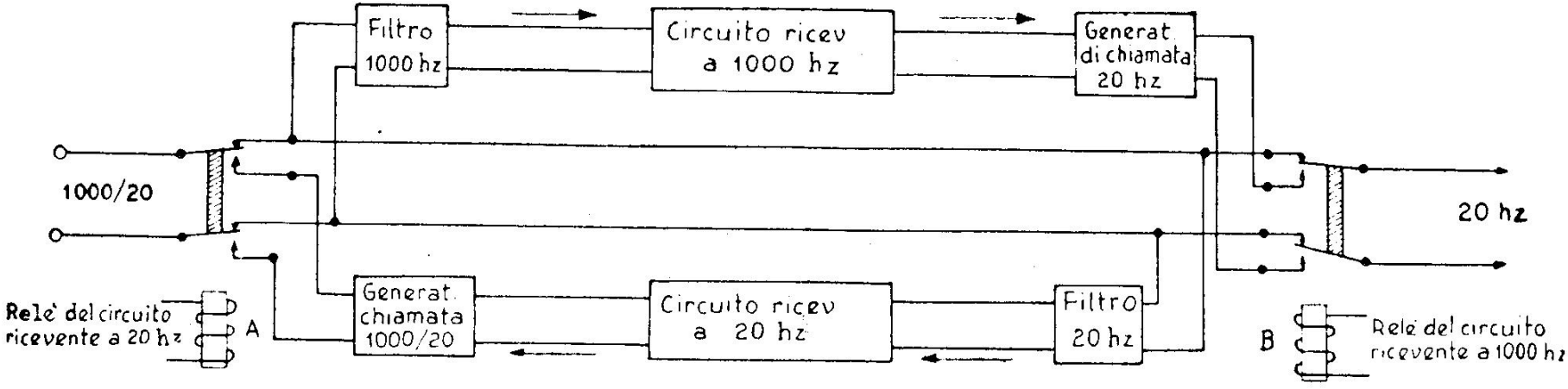
I convertitori di chiamata vanno disposti agli estremi della linea amplificata tra il circuito funzionante con chiamata a 20 periodi e l'amplificatore più prossimo. Tra i due convertitori corrispondenti nella medesima linea la chiamata avviene a frequenza vocale, mentre nei tratti di « coda » avviene a 20 periodi.

La frequenza standard per la chiamata a frequenza vocale nei mezzi tattici U.S.A. è di 1000 cicli interrotta a 20 cicli (1000/20) è ammissibile però anche la chiamata a 500 cicli, interrotta o continua, per l'interconnessione con le reti civili.

L'attenuazione massima ammissibile tra due convertitori a frequenza vocale corrispondenti è generalmente di 30 *db*, il che consente il regolare funzionamento della chiamata su qualsiasi circuito che soddisfi ai limiti della trasmissione telefonica.

I convertitori di chiamata a frequenza vocale equipaggianti il medesimo circuito ai due estremi opposti debbono impiegare la medesima frequenza vocale e di interruzione.

b) I tipi militari « tattici » di convertitori di chiamata a frequenza vocale sono l' EE-100-() e l' EE-101-(). Generalmente non sono distribuiti come parte a sè stante, bensì come componente principale del complesso per chiamata a frequenza vocale TC-24, il quale comprende



All'inizio di chiamata a f.v. (sinistra) il circuito ricevente a 1000 cicli provoca l'attrazione del relè « B » ed il funzionamento del generatore a 20 periodi sul lato a bassa frequenza.

All'inizio di chiamata a 20 periodi (destra) il circuito ricevente a 20 periodi provoca l'attrazione del relè « A » ed il funzionamento del generatore a 20 periodi sul lato a bassa frequenza.

FIG. 272 – *Principio di funzionamento dei convertitori di chiamata a frequenza vocale EE–100 ed EE–101.*

i convertitori per corredare 2 circuiti, 2 batterie d'accumulatori a 6 V ed accessori minori. I due tipi di convertitori differiscono essenzialmente nel fatto che il primo può servire un solo circuito, mentre il secondo ne serve due contemporaneamente. Entrambi i tipi sono alimentabili con corrente alternata a 110 ÷ 125 o 200 ÷ 250 V, 50-60 periodi e con accumulatori a 12 volt; sono corredati di inseritore automatico per la batteria d'accumulatori, all'interruzione dell'alimentazione in corrente alternata.

L'oscillatore interno in entrambi i tipi di convertitore fornisce alla linea una corrente di chiamata con frequenza di 1000/20 cicli ad un intervarlo di 0 *dbm*. Il circuito ricevente ad alta frequenza dei convertitori ha sensibilità sufficiente a consentirne il funzionamento su linee con attenuazione fino a 30 *db* a 1000 cicli.

La chiamata sul lato a bassa frequenza può avvenire regolarmente con resistenza di doppino fino ad 800 ohm.

Non funzionano con chiamata a 50 o 60 periodi. Il loro principio di funzionamento è illustrato alla figura 272.

c) In modo analogo funziona il convertitore di chiamata telefonica-telegrafica TA-182/U, funzionante a 1600/20 cicli sui circuiti telefonici ed a 1225/20 cicli sui circuiti telegrafici a frequenza vocale in cui sia impiegato il terminale telegrafico TH-5/TG (facente parte dell'apparecchiatura AN/TCC-14), il cui ronzatore di chiamata funziona appunto a 1225 cicli.

Questo convertitore è alimentato in corrente alternata a 115 volt, 50 ÷ 60 periodi ed assorbe una potenza di circa 40 watt.

CAPITOLO 5.

LA TELEFONIA A FREQUENZE PORTANTI

242. Generalità.

a) Una linea aerea non pupinizzata tipica può consentire la trasmissione efficiente di tutte le frequenze comprese tra 0 e 150.000 cicli circa. Analogamente, la gamma trasmissibile in una linea in cavo non pupinizzata tipica può giungere fino a 70.000 cicli circa. Una trasmissione telefonica a frequenza vocale, cioè alle sole frequenze da 300 a 2600 cicli (canale stretto) o da 300 a 3400 cicli (canale largo) utilizza, quindi, solo una parte minore della banda di frequenze trasmissibili di tali linee, ossia delle possibilità di trasmissione di tali linee.

L'impiego dei sistemi a frequenze portanti consente di sfruttare ai fini della trasmissione anche la gamma di frequenza non utilizzate nella trasmissione a frequenza vocale, ottenendo la disponibilità di più « canali » telefonici contemporanei in una sola linea. Essenzialmente con tali sistemi si immettono in linea più frequenze portanti opportunamente distanziate, ognuna delle quali viene modulata da una diversa trasmissione telefonica; al terminale ricevente le varie frequenze portanti così modulate vengono separate mediante filtri e singolarmente demodulate ottenendo da ognuna la trasmissione telefonica iniziale.

Nell'ambito dei sistemi a frequenze portanti trova integrale applicazione la tecnica dell'amplificazione telefonica, che opportunamente integra la tecnica propria delle frequenze portanti. La pupinizzazione, invece, provocando una restrizione della gamma delle frequenze trasmissibili dalla linea è tendenzialmente incompatibile con questi sistemi e particolarmente con quelli ad elevato numero di canali.

b) La tecnica propria dei sistemi a frequenze portanti si basa sulla teoria della modulazione d'ampiezza (*vedi* Nota 1 a fine capitolo). Quando in un modulatore vengono combinate due frequenze, cioè la portante ed il segnale, alla sua uscita compaiono le due frequenze originali insieme a parecchie altre. Due di queste ultime hanno valore pari rispettivamente alla somma ed alla differenza delle due frequenze originali. Ad esempio, modulando con segnale di 1000 cicli una portante di 10.000 cicli, all'uscita del modulatore sono presenti, oltre a queste due, la frequenza somma di 11.000 cicli e la frequenza differenza di 9.000 cicli. Se anzichè una frequenza modulante si impiega una banda di frequenze modulanti (la banda vocale, ad esempio), si ottengono più frequenze somma e più frequenze differenza, denominate bande laterali di modulazione, superiore ed inferiore. I lineamenti caratteristici del segnale o della banda modulante (frequenza ed ampiezza), si ritrovano integralmente in ognuna delle due bande laterali di modulazione, per cui una qualunque di esse è sufficiente per la trasmissione; l'altra banda laterale, nonchè i residui delle frequenze originali possono essere convenientemente soppressi mediante filtri che ne impediscano il passaggio in linee (fig. 273).

La demodulazione è, in realtà, una rimodulazione poichè la banda laterale trasmessa viene ricombinata in un modulatore con la frequenza portante originale, ottenendo tra i prodotti di modulazione anche la banda modulante originale. Ad es., riprendendo il caso dell'esempio precedente, se viene trasmessa la banda laterale inferiore cioè la frequenza di 9.000 cicli, combinandola nel demodulatore con la frequenza di 10.000 cicli (valore della portante) si ottiene tra l'altro la frequenza differenza di 1.000 cicli, cioè il segnale originale. Se fosse trasmessa la banda laterale superiore, cioè 11.000 cicli, la frequenza differenza prodotta dal demodulatore sarebbe ugualmente di 1000 cicli, cioè il segnale originale.

Quindi nella demodulazione una delle due bande laterali viene modulata con la frequenza della portante originale, prodotta da un oscillatore locale, ottenendo la restituzione della trasmissione telefonica convogliata in linea dalla frequenza portante.

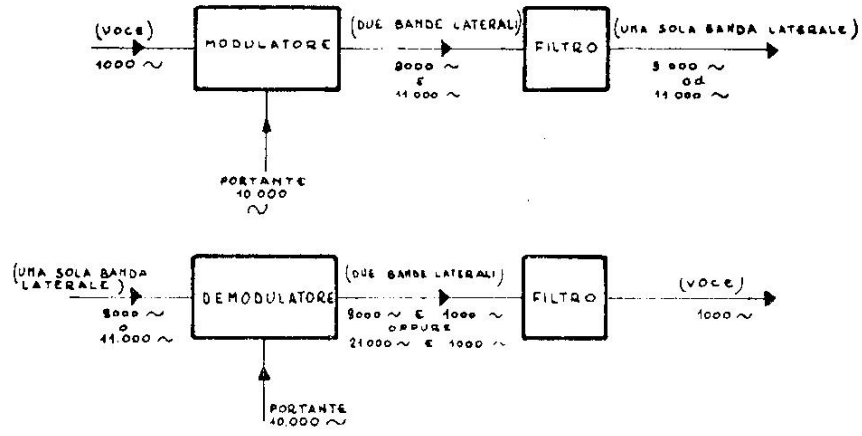


FIG. 273 - *Principio della modulazione e demodulazione nei sistemi a frequenza portante.*

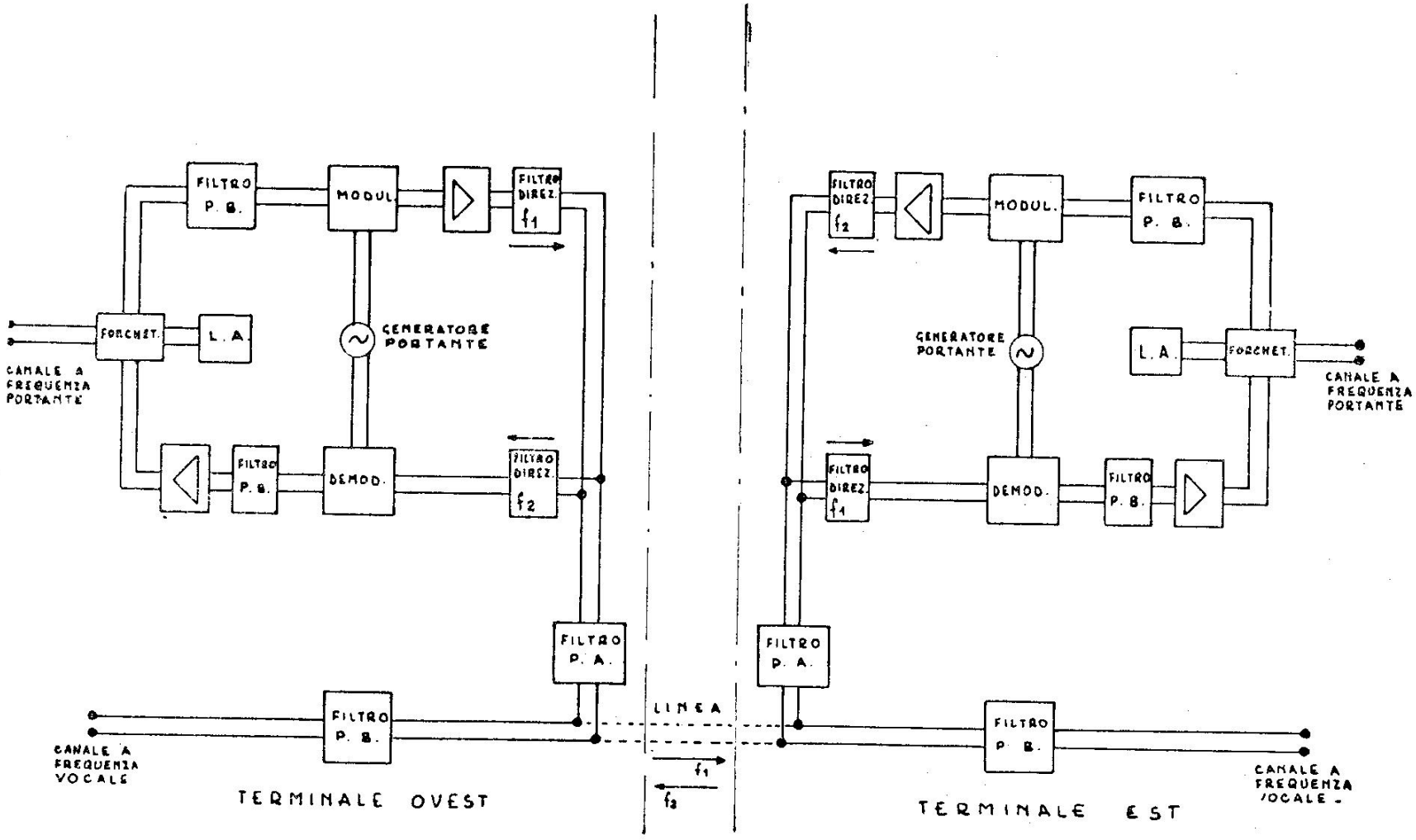


FIG. 274 - *Esempio di sistema a frequenza portante.*

c) Il demodulatore impiegato nelle apparecchiature a frequenze portanti generalmente è identico al modulatore e del tipo a varistori (raddrizzatori ad ossido di rame) che presenta il vantaggio della semplicità, durata illimitata e soppressione della portante all'uscita. (*Vedi* Nota 2 a fine capitolo). Alla figura 283 sono illustrati alcuni tipi di modulatori a varistori impiegati praticamente.

d) Alla figura 274 è riportato lo schema a blocchi di un sistema a frequenze portanti. Un filtro « passa alto » ed un filtro « passa basso », sono collegati alla linea utilizzata e separano le frequenze vocali dalle frequenze portanti. Ai terminali la normale estensione telefonica a frequenza vocale fa capo, per il canale a frequenza portante, ad una forchetta che converte la base di trasmissione dai 2 ai 4 fili, separando il ramo trasmittente dal ramo ricevente. All'ingresso del modulatore di canale è inserito un filtro passabasso, che restringe rigorosamente la larghezza del canale entro i limiti di larghezza ammessi, ad evitare interferenze. Il filtro all'uscita del modulatore elimina la banda laterale di modulazione non utilizzata ed ogni componente di modulazione indesiderata. Analogamente nel ramo ricevente, all'uscita del demodulatore un filtro passabasso elimina ogni componente indesiderata di modulazione.
Nell'esempio in figura vengono utilizzate frequenze differenti per le due direzioni di trasmissione. Altri metodi per la separazione delle due direzioni di trasmissione sono accennati al successivo paragrafo 243.

e) Per la chiamata e segnalazione nei sistemi a frequenze portanti non è utilizzabile la corrente continua od alternata a 20 periodi. Il solo sistema impiegabile è quello con frequenze vocali. Pertanto ogni canale a frequenza portante è corredato di convertitore di chiamata, inserito sull'estensione telefonica rispettiva.

243. Separazione delle due direzioni di trasmissione.

Nei sistemi a frequenze portanti sono possibili tre metodi per la separazione delle due direzioni di trasmissione, denominati rispettivamente:

— *a 4 fili fisici*. Appartiene a questo tipo il sistema Spiral-four (cioè cavo spiral-four con apparati CF–2 e CF–3, descritto in seguito). Le bande di frequenza utilizzate nelle due direzioni sono uguali, anche se qualche provvedimento può essere preso per ridurre la diafonia tra le due direzioni (sfalsando i canali, usando bande laterali invertite, ecc.).
È il sistema più comunemente usato nei cavi (fig. 275 *a*).

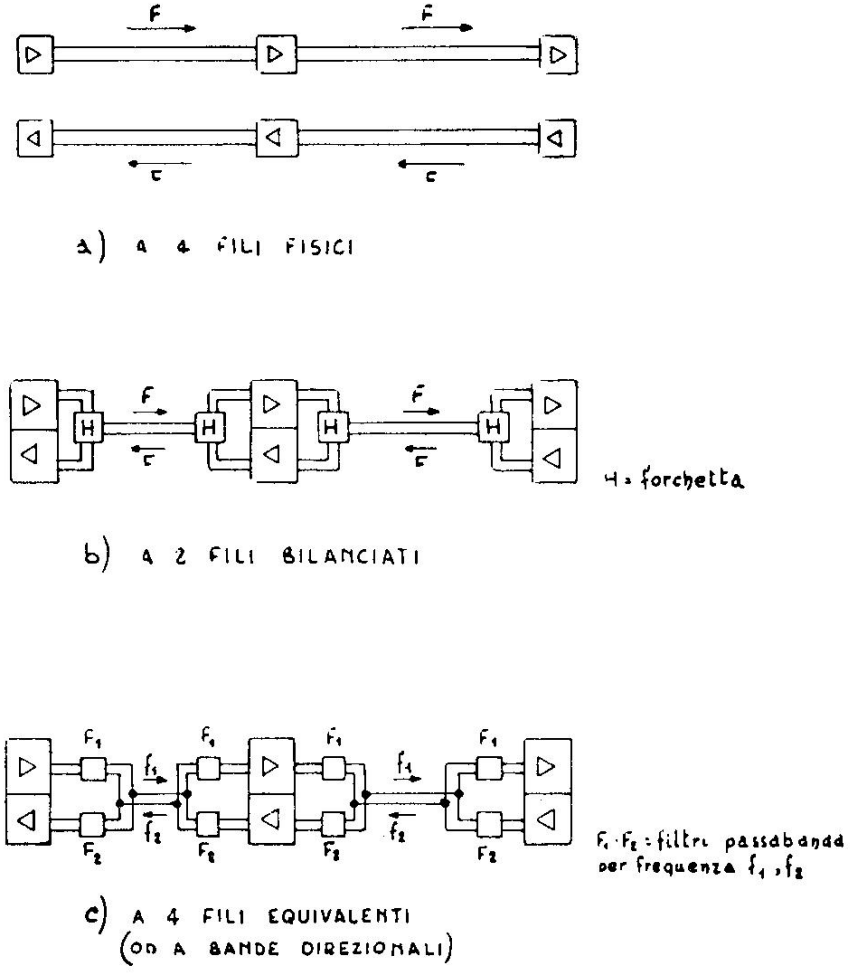


FIG. 275 – *Metodi per la separazione delle direzioni di trasmissione nei sistemi a frequenze portanti.*

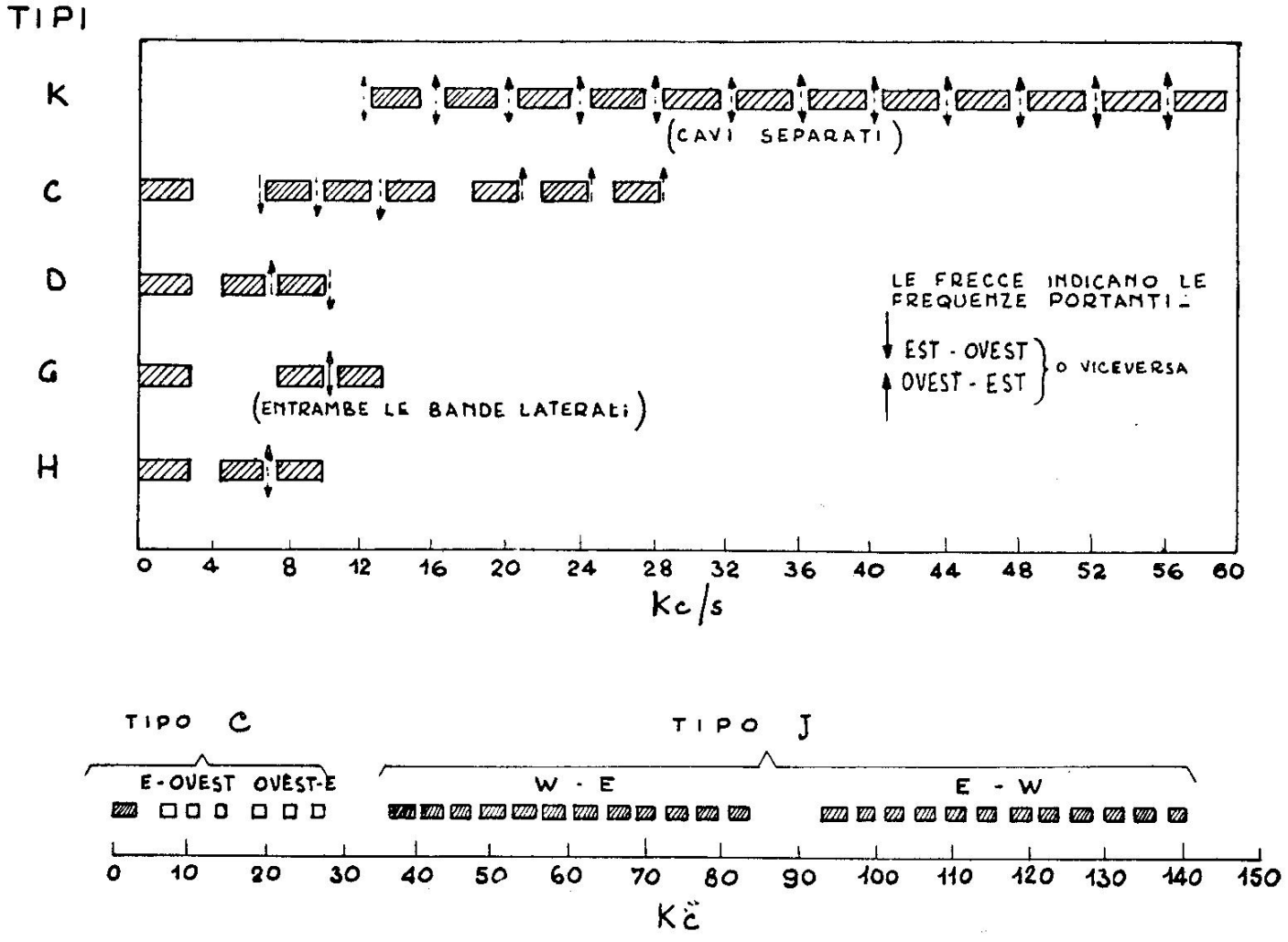


FIG. 276 - *Locazione frequenze nei sistemi C, D, G, H ed J.*

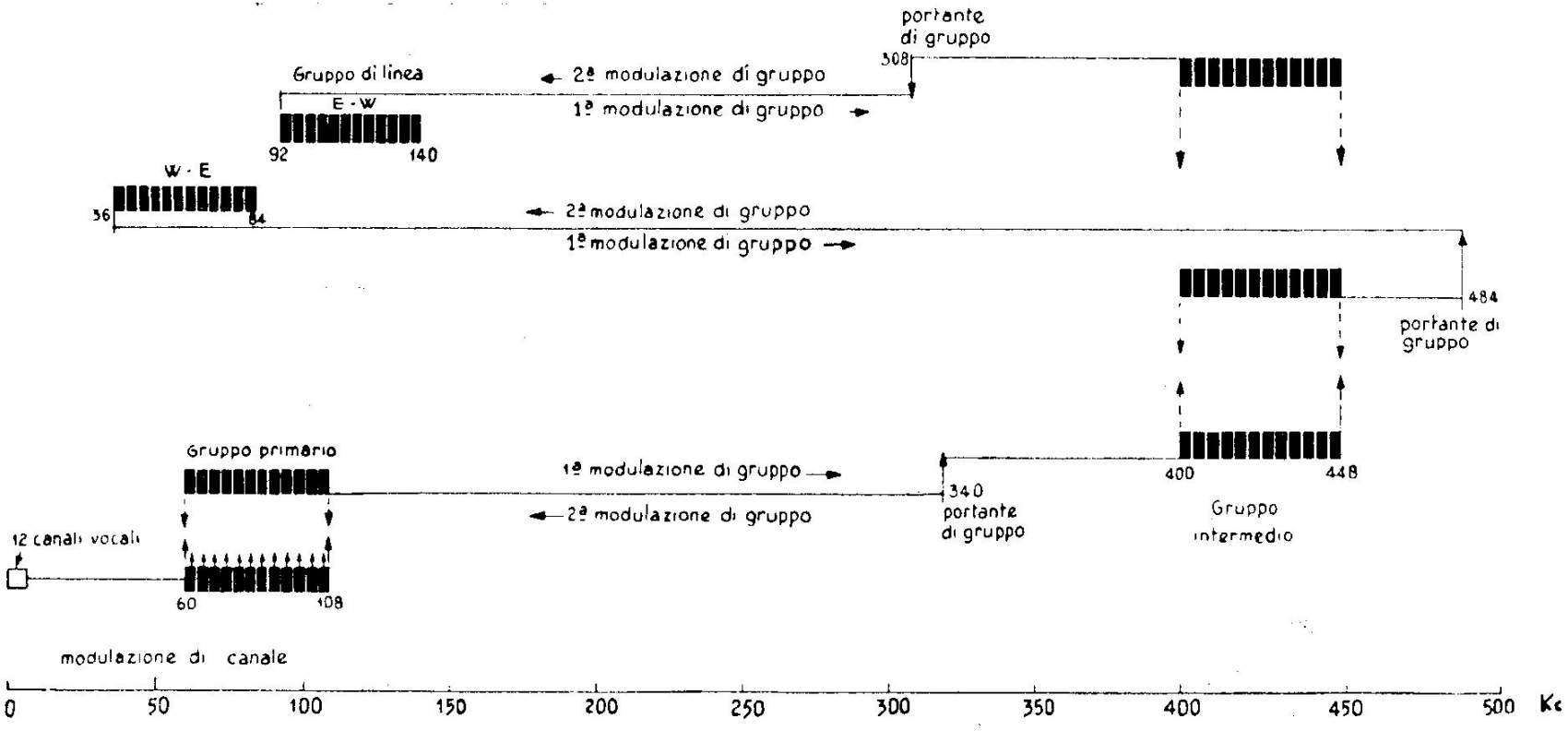


FIG. 277 – *Metodo di traslazione frequenze nel sistema J.*

— *a 2 fili bilanciati.* Impiega due fili e la medesima banda di frequenze per entrambe le direzioni di trasmissione. La separazione delle due direzioni di trasmissione, in corrispondenza agli amplificatori terminali ed intermedi, è ottenuta mediante forchette e linea artificiale di bilanciamento (fig. 275 *b*).

— *a 4 fili equivalenti* (od a 2 fili a bande direzionali). Impiega due fili, ma bande di frequenza differenti per le due direzioni di trasmissione che vengono quindi separate in corrispondenza ai ripetitori e terminali mediante filtri (fig. 275 *c*).

244. Tipi di sistemi a frequenze portanti.

Nel passato sono stati sviluppati molti sistemi a frequenze portanti, essenzialmente per l'impiego su linee aeree. Alcune delle caratteristiche che hanno favorito l'uso di tali sistemi sulle linee aeree sono la bassa attenuazione e l'idoneità di queste a consentire il passaggio di frequenze elevate con un minimo di diafonia sui circuiti adiacenti.

I tipi civili U.S.A. più noti e dai quali possono considerarsi derivati la maggior parte degli altri sistemi adottati in tutte le nazioni, sono i seguenti:

— Tipo « C ». È un sistema telefonico a frequenze portanti per grandi distanze, destinato alle linee aeree; da una linea a due fili consente di ricavare 3 circuiti telefonici portanti, oltre al normale a frequenza vocale. Consente portate di un migliaio di miglia ed oltre, quando si installa un numero adeguato di ripetitori, generalmente intervallati a 100–150 miglia (fig. 276).

— Tipo « H ». Consente di sovrapporre un canale telefonico a frequenza portante in un circuito telefonico a frequenza vocale su linea aerea. Consente collegamenti a distanza nell'ordine delle 1000 miglia, naturalmente variabili ampiamente secondo i conduttori, i livelli di trasmissione, ecc. (fig. 276).

— Tipo « J ». È destinato alle linee aeree, per funzionamento a frequenze tra 36.000 e 142.000 cicli. Può essere usato in aggiunta al precedente tipo « C » nello stesso circuito. Consente di ottenere 12 canali telefonici; quindi se viene usato insieme al tipo « C », da un'unica coppia in linea aerea sono ottenibili 16 canali telefonici. La sua portata è molto dipendente dalle condizioni atmosferiche; tuttavia, con i ripetitori intermedi, generalmente ad intervalli di 70 miglia, si ottengono distanze di collegamento, molto grandi (figg. 276 e 277).

— Tipo « K ». È destinato all'impiego sui cavi interurbani, sistema a 4 fili. Consente 12 circuiti telefonici. Per ridurre la diafonia richiede la segregazione in cavi diversi dei circuiti per le due direzioni di trasmissione (oppure la segregazione entro il medesimo cavo con uno schermaggio interno). Utilizza le frequenze tra i 12 e 60 Kilocicli, e di conseguenza richiede cavi non pupinizzati (fig. 278).

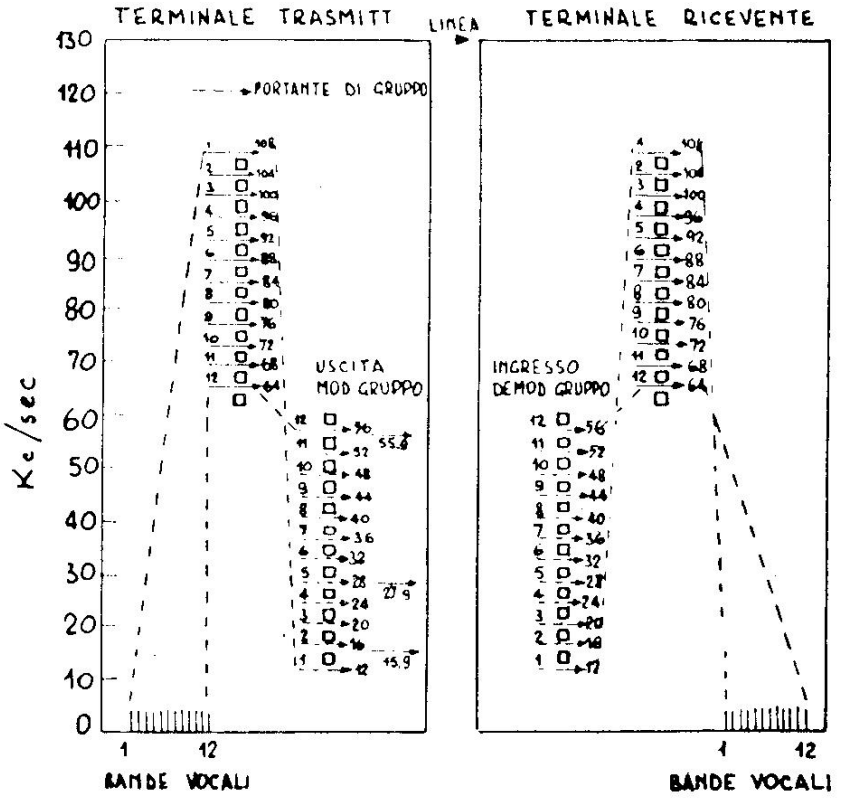


FIG. 278 - *Locazione frequenze sul sistema K.*

— Tipo « L ». È destinato all'impiego con il cavo coassiale. Consente di ottenere circa 480 circuiti telefonici da una coppia di cavi coassiali. I ripetitori (senza personale fisso) vengono intervallati uniformemente di 5 miglia, e generalmente sistemati entro piccole cabine sotterrate.

245. Problemi particolari della trasmissione a frequenze portanti.

a) Diverse caratteristiche delle linee di trasmissione, poco rilevanti nel caso delle trasmissioni a frequenza vocale, divengono invece essenziali a frequenza portante.

In tutte le linee di trasmissione, aumentando la frequenza delle correnti trasportate, aumenta pure la attenuazione. L'attenuazione è influenzata anche dalla variabilità della temperatura; aumentando la temperatura, la resistenza ohmica della linea aumenta e ne risulta un aumento dell'attenuazione.

Non tutte le frequenze vengono attenuate della stessa quantità. Le frequenze più basse sono molto più soggette a variazioni di attenuazione dovute a variazioni di temperatura, rispetto alle frequenze più alte; per contro l'attenuazione delle frequenze più alte è molto maggiore in senso assoluto di quella alle frequenze minori.

Per il regolare funzionamento di un sistema di trasmissioni a lunga distanza l'equivalente del circuito deve rimanere costante; di conseguenza queste caratteristiche della linea debbono essere considerate attentamente in sede di progettazione ed impianto.

Aumentando la frequenza i fenomeni di induzione aumentano proporzionalmente, e di conseguenza le possibilità di diafonia divengono molto maggiori. Anche questo fatto ha riflessi nella costituzione delle linee e delle apparecchiature e nella organizzazione del sistema.

Praticamente nella totalità dei casi l'attenuazione, insieme alle altre costanti della linea, varia radicalmente nei confronti delle diverse frequenze di un sistema a portanti. L'attenuazione in un sistema a portanti può variare, ad esempio, del 300 % entro la gamma da 20 a 140 Kilocicli.

Le variazioni nella temperatura possono risultare per le linee aeree, anche di 30° C nel corso di una giornata. Variazioni di questa entità naturalmente influiscono in misura notevolissima sull'attenuazione delle linee.

I cavi campali in posa aerea presentano all'incirca le stesse caratteristiche delle linee aeree, per quanto riguarda le variazioni di temperatura. Gli stessi cavi, in posa sotterrata, sono soggetti a variazioni minori di temperatura che possono essere dell'ordine di 10° C nel corso di una giornata.

b) *Caratteristiche di attenuazione alle varie frequenze.*

1) *Linee aeree.* Alla figura 279 sono riportate le curve dell'attenuazione per le varie frequenze di alcuni tipi di linee aeree con diametro di conduttore diverso.

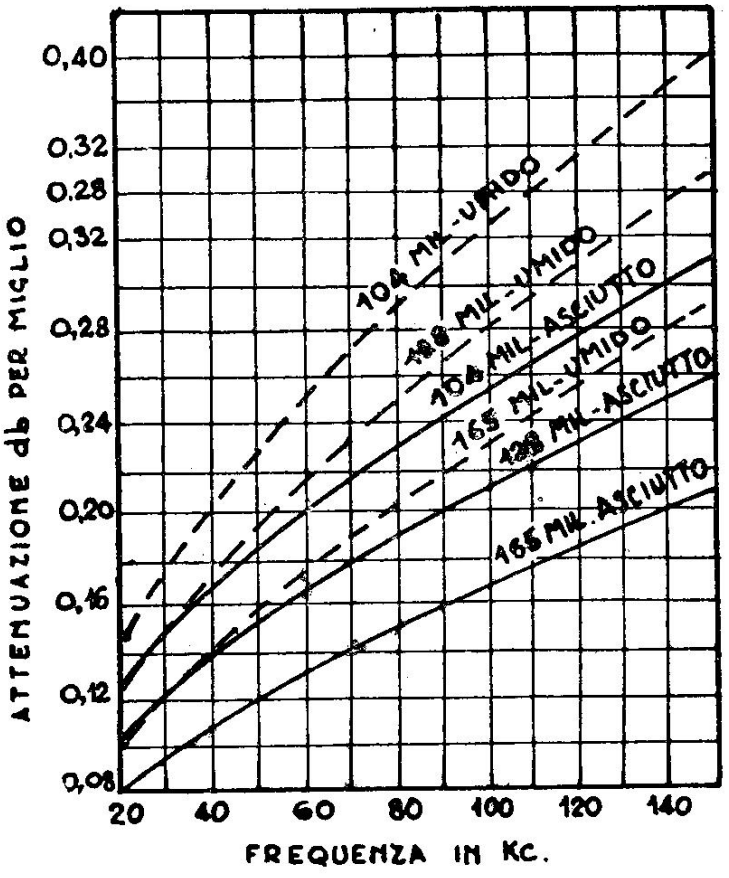


FIG. 279 - *Caratteristica dell'attenuazione alle varie frequenze per alcuni tipi di linea aerea.*

Le curve a trattini indicano l'attenuazione con tempo umido; si osservi la notevole influenza climatica.

I conduttori indicati nella figura sono quelli usati negli U.S.A. con il sistema tipo « J ».

2) *Linee in cavo.* I circuiti in cavo usati per le trasmissioni a frequenze portanti presentano attenuazioni molto elevate verso i 60 Kilocicli. Per il sistema tipo « K », ove la massima frequenza utilizzata giunge appunto ai 60 kilocicli, non può essere usata la pupinizzazione. Per sistemi che comportano, invece, l'uso di frequenze portanti meno alte, è possibile una pupinizzazione leggera, come ad es. la B–22, che provoca l'interdizione alla frequenza di circa 11.000 cicli (è la frequenza di interdizione più elevata tra tutti i tipi di pupinizzazione normali).

La figura 280 mostra l'attenuazione in due tipi di cavo impiegati con il sistema tipo « K ». L'elevata attenuazione comporta, naturalmente, un maggior impiego di ripetitori.

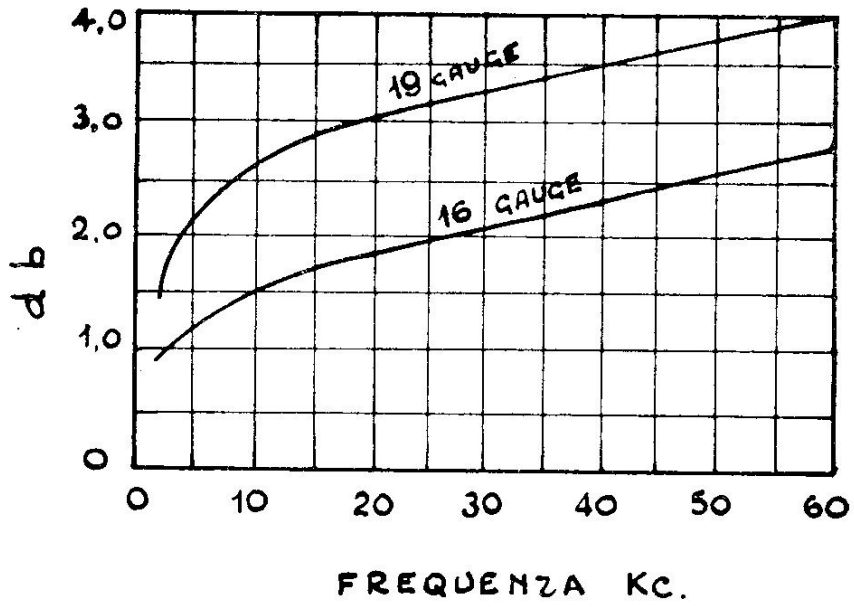


FIG. 280 – *Caratteristica dell'attenuazione alle varie frequenze per alcuni tipi di cavi sottopiombo.*

246. La modulazione di gruppo.

Nei sistemi multicanali, quelli cioè in cui il numero di canali va da 6 o 12 ad alcune centinaia, il sistema della separazione delle direzioni di trasmissione con forchette (sistema a 2 fili bilanciati) non è da prendere in considerazione, per la difficoltà di realizzare forchette e linee artificiali sufficientemente bilanciate entro la vasta banda di frequenza coinvolta. I sistemi adottati sono esclusivamente quello a 4 fili fisici e quello a 4 fili equivalenti (a bande direzionali).

Il metodo di modulare ogni canale con una frequenza portante diversa, scaglionata uniformemente entro la banda di trasmissione utilizzabile in questi sistemi comporta alcune difficoltà pratiche. Infatti il filtro di canale, per i canali a frequenza più elevata diviene di costruzione difficile, ingombrante e costoso; per di più occorrerebbero filtri diversi ed oscillatori diversi per ogni canale.

In tali sistemi, di conseguenza, al metodo della modulazione diretta viene generalmente preferito il metodo della *modulazione di gruppo.*

Esso consiste nelle seguenti fasi successive:

a) Le bande vocali corrispondenti ad un certo numero di canali (generalmente 12) modulano direttamente altrettante frequenze portanti uniformemente scaglionate nella parte inferiore della banda di trasmissione da utilizzare. Tali frequenze portanti vengono denominate « *di prima modulazione* », e dopo la modulazione il complesso delle bande laterali superiori, od inferiori, prodotte formano il « *gruppo primario* ». Tale gruppo primario occupa una larghezza di banda pari alla larghezza lorda di un canale (4 kHz) moltiplicata per il numero di canali (per 12 canali 48 kHz).

b) Un gruppo primario viene successivamente considerato alla stregua di un semplice canale a frequenza vocale, con la sola differenza della maggior larghezza di banda. Quindi un certo numero di gruppi primari modulano altrettante *frequenze portanti* di 2ª modulazione uniformemente scaglionate entro la banda di trasmissione da utilizzare; con questa modulazione di gruppo primario si ottengono due bande di modulazione per ogni gruppo primario, una delle quali (superiore od inferiore) si sopprime; in tal modo si è ottenuta la trasposizione di ciascun gruppo primario in altra locazione nella banda, e si è formato un gruppo secondario. La banda occupata dal gruppo secondario ha larghezza pari a quella del gruppo primario moltiplicata per il numero dei gruppi primari costituenti.

c) Continuando, più gruppi secondari possono modulare frequenze portanti di gruppo secondario, e con procedimento analogo, saturare tutta la banda di trasmissione disponibile.

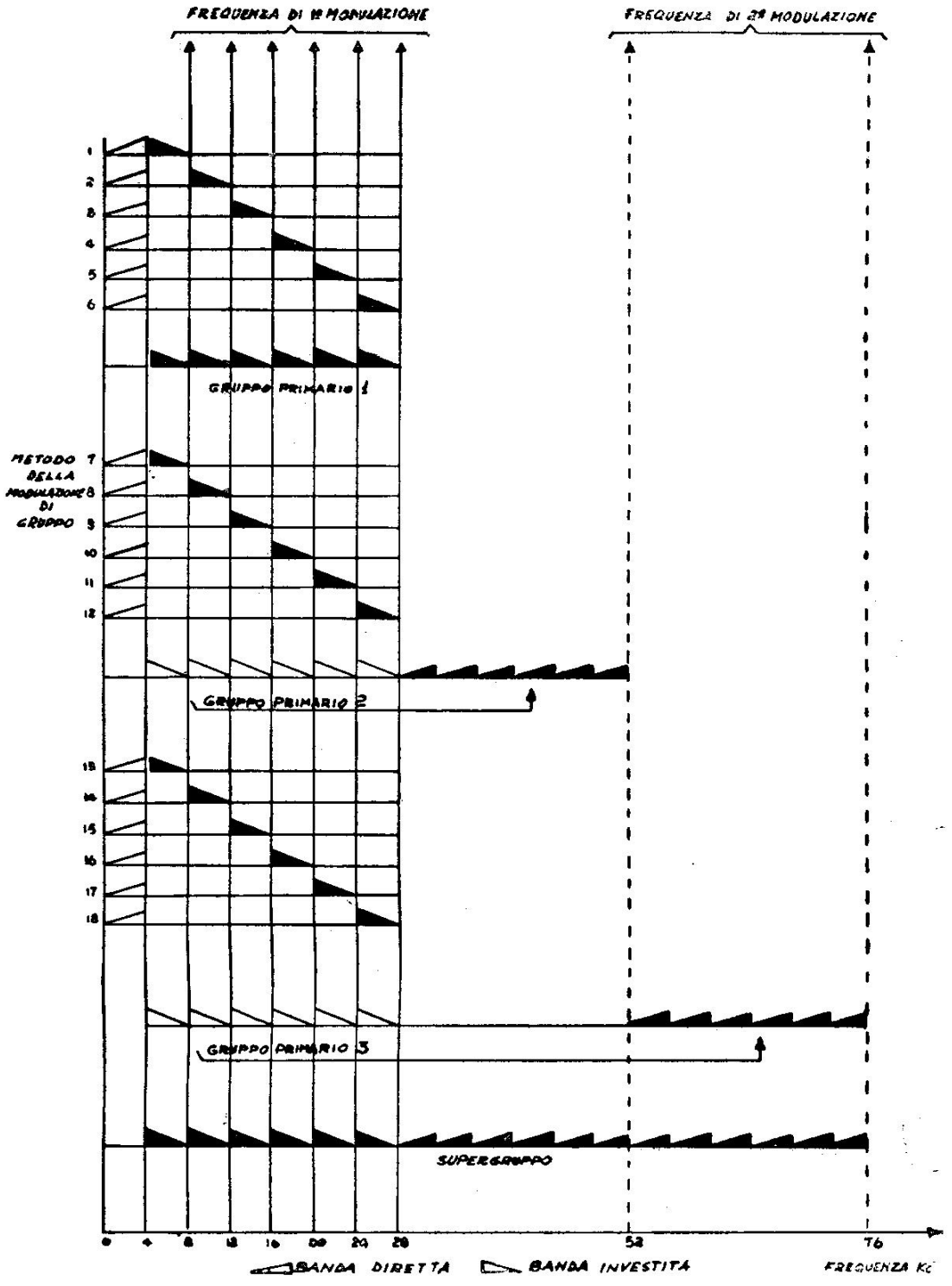


FIG. 281 – *Metodo della modulazione di gruppo.*

Graficamente, tale procedimento è schematizzato nella figura 281, in cui 18 canali sono stati suddivisi in 3 gruppi di 6 canali, formando tre gruppi primari uguali con la 1ª modulazione; con la 2ª modulazione, due dei gruppi primari sono stati trasposti, formando un gruppo secondario.

All'estremità ricevente il gruppo secondario viene suddiviso con filtri di banda in gruppi primari e questi singolarmente demodulati con le medesime frequenze di 2ª modulazione; quindi i gruppi primari demodulati vengono suddivisi in canali con filtri di canale, e questi ultimi demodulati con le rispettive frequenze di 1ª modulazione.

Naturalmente, in ognuna di queste modulazioni e demodulazioni viene conservata una sola banda laterale, sopprimendo l'altra e la portante.

I vantaggi della modulazione di gruppo consistono:

— nella diminuzione dei tipi di filtri;

— riduzione del numero di frequenze portanti necessarie;

— normalizzazione costruttiva;

— semplificazione nella composizione e scomposizione di sistemi complessi.

La normalizzazione costruttiva che si realizza in tal modo consente di impiegare gli stessi modulatori, filtri e generatori di portanti in tutti i tipi di sistemi, destinati sia alle linee aeree, od in cavo normale, od in cavo coassiale. Alcune amministrazioni e ditte, in vista di tali vantaggi, hanno anche ritenuto conveniente estendere il concetto della modulazione di gruppo nei seguenti due modi:

— creando dei *pregruppi* (o sottogruppi) di tre o quattro canali, ed effettuare una trasposizione dei pregruppi per la formazione del gruppo primario normalizzato (12 canali);

— modulando con tutti i canali una frequenza portante di premodulazione uguale per tutti e di frequenza piuttosto bassa; trasporre poi una delle due bande laterali prodotte con la premodulazione nella posizione che le compete nel gruppo primario mediante frequenza di 1ª modulazione diversa per ogni canale.

247. Normalizzazione del C.C.I.F.

Affermatosi il principio della modulazione di gruppo, e basandosi sui risultati raggiunti in U.S.A. dal Bell System con i sistemi « K » ed « J », ed in Europa dal Post Office e dalla Reichspost (sistema « U » a 12 canali), in sede internazionale (C.C.I.F. – Comité Consultatif International Telephonique) si è addivenuti nel 1949 alla normalizzazione:

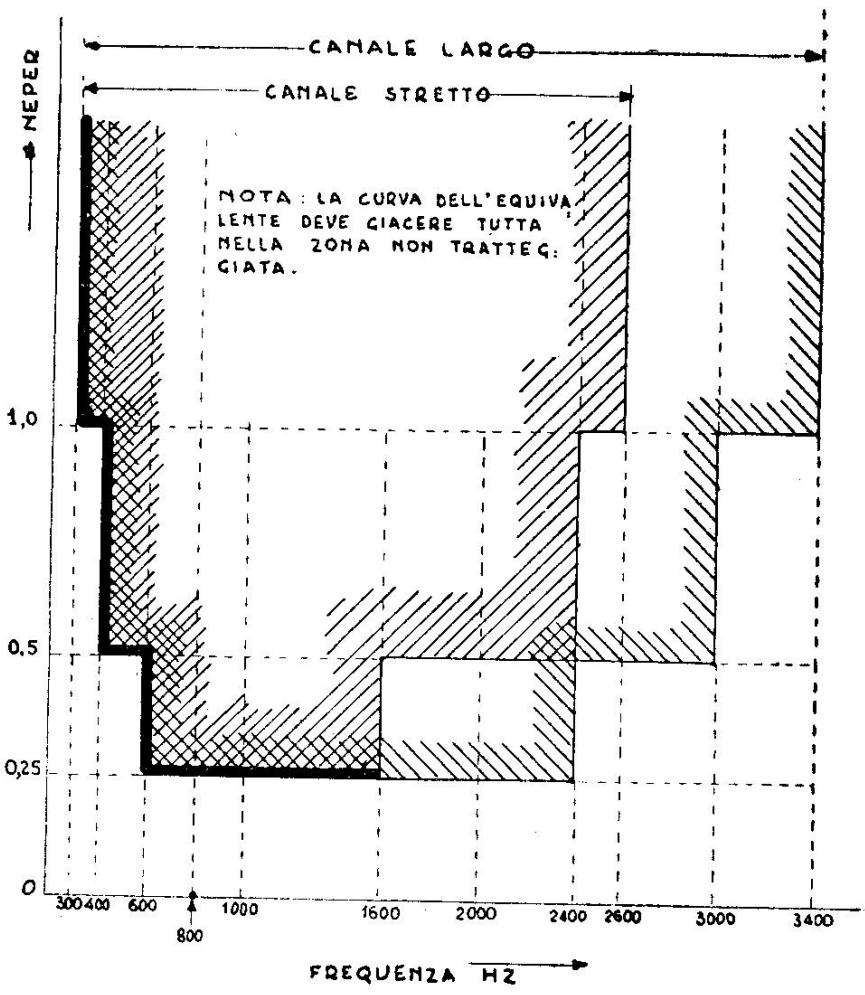


FIG. 282 – *Canale stretto e canale largo del C.C.I.F.*

— della larghezza della banda lorda di ogni canale, intendendosi per banda lorda la distanza fra le portanti effettive o virtuali (soppresse) di due canali contigui;

— il numero di canali costituenti un gruppo base;

— la locazione della banda occupata dal gruppo fondamentale.

I punti essenziali di tale normalizzazione sono:

— canale *largo*, cioè con larghezza di banda lorda di 4 kilocicli, per i sistemi a 12 canali ed oltre; canale *stretto* (banda lorda 3 kilocicli) ammesso per i sistemi a piccolo numero di canali (fig. 282);

— gruppi base fondamentali ammessi:

Gruppo A – dodici canali compresi tra 12 e 60 kilocicli, trasmittenti la banda laterale superiore di ogni canale;

Gruppo B – dodici canali compresi tra 60 e 108 kilocicli, trasmittenti la banda laterale inferiore di ogni canale.

I due gruppi base previsti possono mutarsi l'un l'altro con una semplice modulazione mediante la frequenza portante di 120 kc.

Il gruppo *A* rappresenta la banda effettivamente trasmissibile in linea su cavi non pupinizzati; il gruppo *B* è sostanzialmente la banda che veniva già utilizzata per la trasmissione su linee aeree nel sistema « J » del Bell System.

Partendo dai gruppi base A e B, sono stati normalizzati i seguenti sistemi multicanali:

— a 12 o 24 canali, su cavi non pupinizzati, con impiego della stessa banda ma di cavi diversi nelle due direzioni di trasmissione (a 4 fili fisici);

— a 60 canali su coppie coassiali, con impiego della stessa banda, ma coppie diverse nello stesso cavo per le due direzioni;

— a 12 canali per linee aeree, con bande direzionali diverse sulla stessa coppia (a 4 fili equivalenti).

NOTA 1 al CAPITOLO 5.

TEORIA DELLA MODULAZIONE D'AMPIEZZA

a) Con la modulazione generalmente si vuole sostituire alle frequenze vocali altre frequenze più elevate, maggiormente convenienti per la trasmissione; la sostituzione deve essere tale da far corrispondere ad ogni frequenza vocale una corrispondente frequenza nella

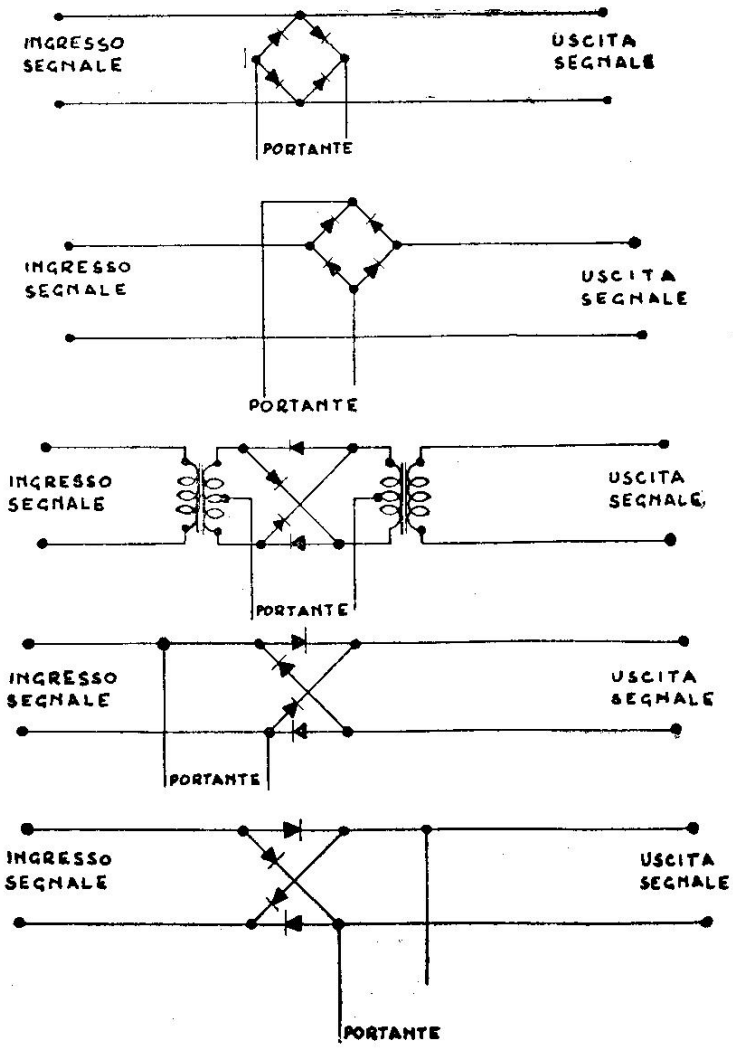


FIG. 283 – *Tipi di modulatori a varistori.*

banda ad alta frequenza, in modo che tutte le possibili frequenze della voce compaiano in tale banda nei medesimi rapporti di posizione ed ampiezza originali. Oppure in altre parole, con modulazione (di ampiezza) si intende il processo mediante il quale l'ampiezza media di un'onda « portante » viene fatta variare in accordo con il valore istantaneo dell'ampiezza di un'altra onda « modulante ».

Ricordiamo che un quadripolo è « lineare » quando ad ogni grandezza elettrica sinusoidale applicata all'entrata corrisponde all'uscita una analoga grandezza ugualmente sinusoidale. In caso contrario, cioè quando la forma d'onda dell'uscita non risulti più perfettamente sinusoidale come quella all'entrata, il quadripolo è « non lineare ».

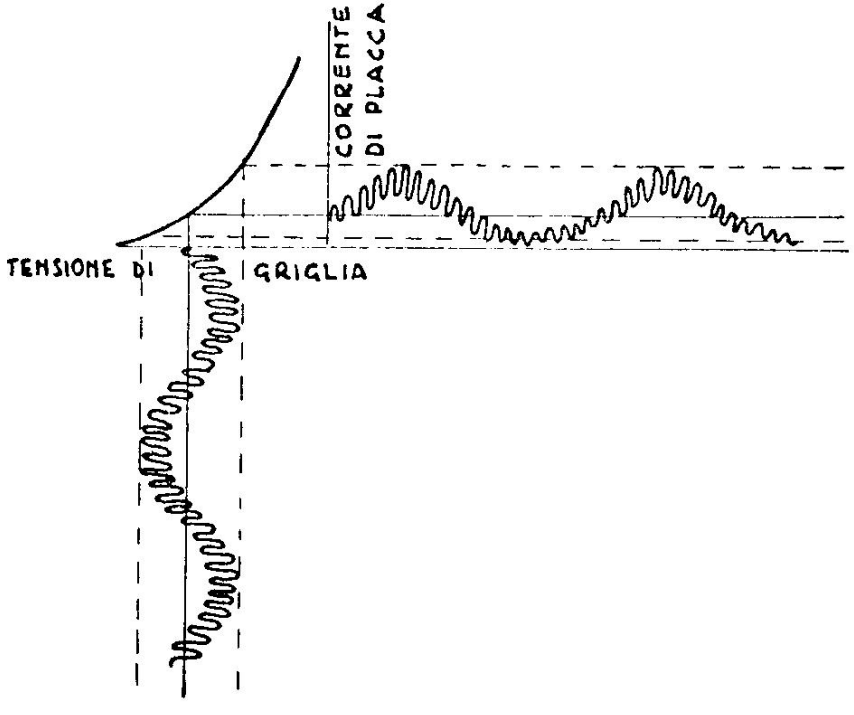


FIG. 284.

L'allontanamento di una forma d'onda dalla forma sinusoidale sappiamo, dall'analisi di Fourier, che equivale alla presenza di altre frequenze, armoniche della fondamentale.

Un modulatore deve, necessariamente, essere l'equivalente di un quadripolo « non lineare », altrimenti restituirebbe invariate sia l'onda portante che la modulante, senza produzione di altre frequenze, ossia senza che l'una sia stata influenzata (modulata) dall'altra.

Un quadripolo « non lineare » può essere rappresentato, ad esempio, da un triodo che lavori in un punto in cui la sua caratteristica è curva, come alla figura 284.

In tal caso, il procedimento fisico con cui avviene la modulazione è illustrato nella figura 286.

b) Matematicamente, il processo della modulazione d'ampiezza può essere analizzato nel modo seguente.

Sia $e_0 = E_0 \operatorname{sen} 2\pi f_0 t$ l'equazione dell'onda portante ed $e_s = E_s \operatorname{sen} 2\pi f_s t$ l'equazione dell'onda modulante. Poichè il valore istantaneo

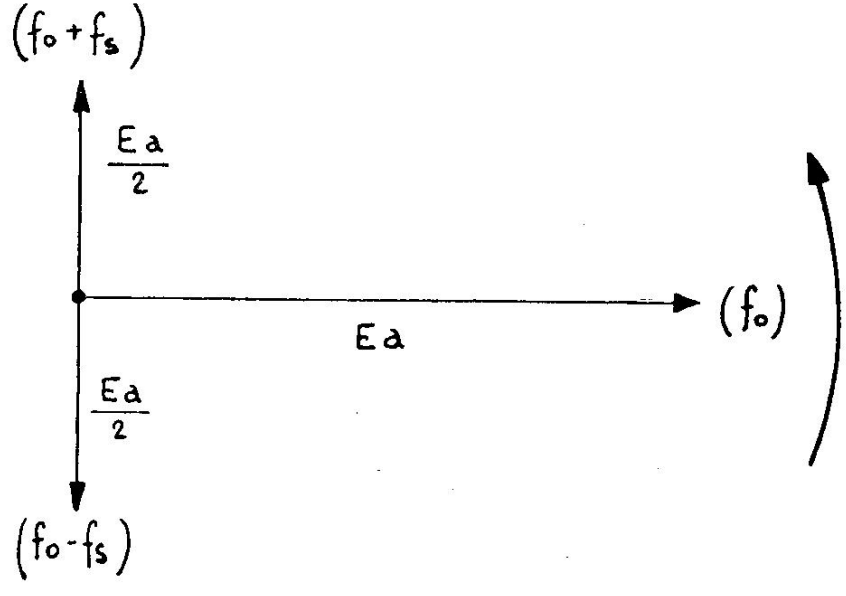


FIG. 285.

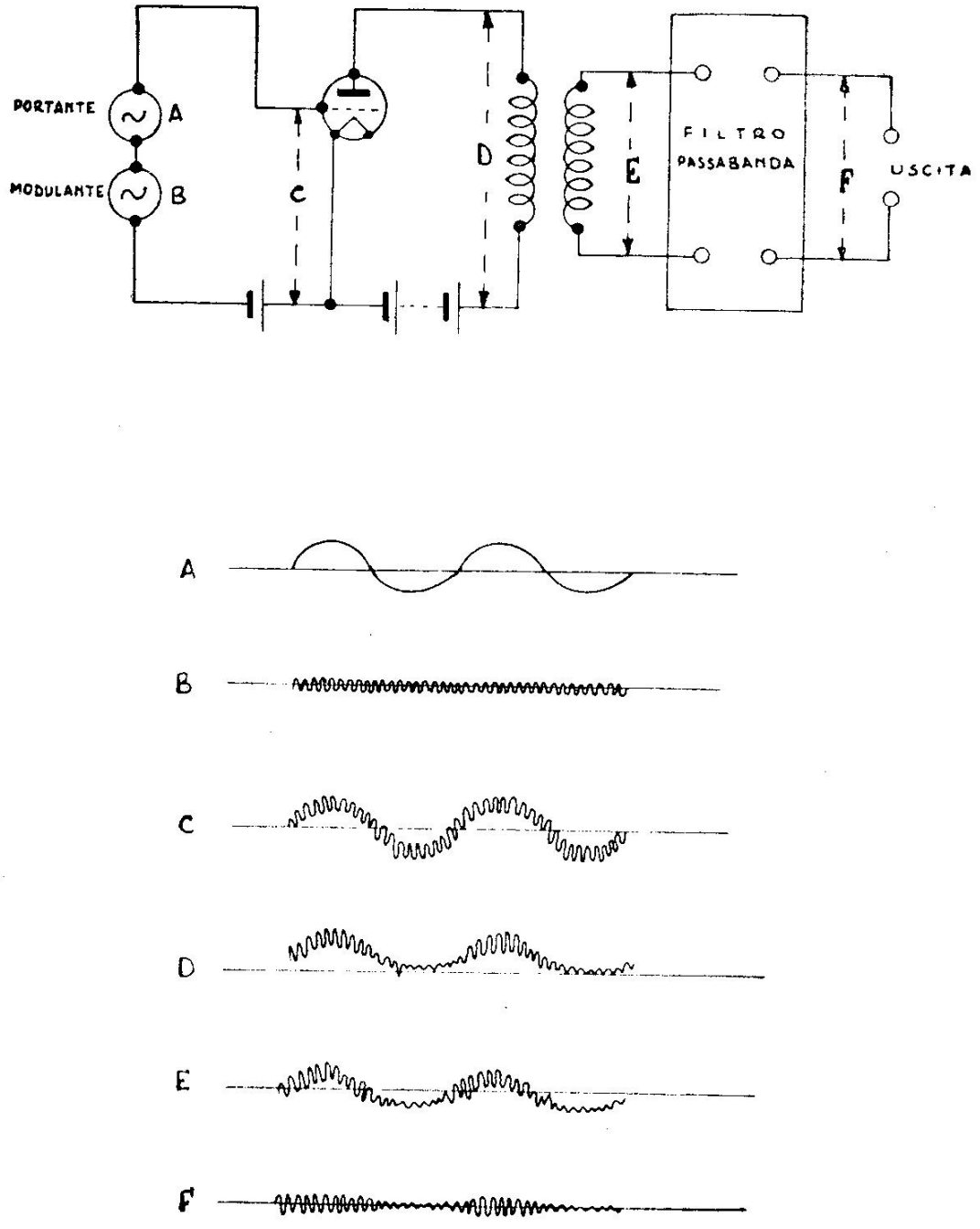

PORTANTE
A
MODULANTE
B
C
D
E
FILTRO
PASSABANDA
F
USCITA
A
B
C
D
E
F

FIG. 286.

e_s deve influenzare, nell'ambito di un determinato tipo di modulatore l'ampiezza E_0 della portante, l'equazione dell'onda modulata sarà

$$e_a = E_a (1 + ke_s) \text{ sen } 2\pi f_0 t \qquad (1)$$

in cui E_a e k sono costanti che dipendono da E_0 e dalle caratteristiche fisiche del modulatore.

Sostituendo nella (1) ad e_s la sua equazione, si ottiene:

$$e_a = E_a (1 + kE_s \text{ sen } 2\pi f_s t) \text{ sen } E\pi f_0 t \qquad (2)$$

e ponendo $kE_s = m$ (fattore di modulazione):

$$e_a = E_a (1 + m \text{ sen } 2\pi f_s t) \text{ sen } 2\pi f_0 t \qquad (3)$$

Eseguendo, infine, i prodotti, si ottiene:

$$e_a = E_a \text{ sen } 2\pi f_0 t + mE_a \text{ sen } 2\pi f_s t \text{ sen } 2\pi f_0 t \qquad (4)$$

Dalla trigonometria rammentiamo che:

$$\text{sen } a \text{ sen } b = \frac{1}{2} \cos (a - b) - \frac{1}{2} \cos (a + b).$$

Valendosi di tale relazione, l'ultimo termine della (4) può essere sviluppato in funzione di somma e di differenza di angoli, ottenendo:

$$e_a = E_a \text{ sen } 2\pi f_0 t + \frac{mE_a}{2} \cos 2\pi (f_0 - f_s) - \frac{mE_a}{2} \cos 2\pi (f_0 + f_s) \qquad (5)$$

Quest'ultima equazione indica che l'onda modulata è composta da tre onde sinusoidali diverse: la prima con la frequenza f_0 della portante, la seconda con frequenza $(f_0 - f_s)$ e la terza con frequenza $(f_0 + f_s)$. Le relazioni di ampiezza e fase tra le tre onde dell'equazione (4) appaiono quelle indicate alla figura 285, quando $m = 1$.

Per $m = 1$, l'ampiezza delle due frequenze laterali risulta pari ad $\frac{E_a}{2}$, cioè a metà dell'ampiezza della portante all'uscita del modulatore; quindi la potenza contenuta dalle bande laterali è pari per ognuna ad ¼ di quella della portante; vale a dire che il contenuto energetico totale dell'onda modulata, per modulazione del 100 per cento è distribuito nella misura del 66 % alla portante e del 33 % alle due bande laterali complessivamente.

NOTA 2 al CAPITOLO 5.

I MODULATORI A VARISTORI

Il raddrizzatore ad ossido di rame.

L'elemento ad ossido di rame consiste essenzialmente in uno strato sottilissimo (circa 0,075 mm) di ossido rosso di rame fatto cristallizzare su di una piastra di rame. La resistenza di questo strato di ossido varia grandemente al variare del valore e del segno della tensione applicata attraverso ad esso (da cui la denominazione di « varistore », cioè resistore variabile).

Schematicamente un raddrizzatore ad ossido viene rappresentato come nella figura 287, in cui il triangolo può indicare il cristallo di ossido di rame e la linea verticale la piastra di rame su cui è deposto; la corrente incontra una resistenza minima passando dall'ossido al rame ed una resistenza massima (di sbarramento) circolando in senso inverso.

Un raddrizzatore ideale presenterebbe una resistenza quasi zero per tensioni di una polarità e resistenza quasi infinita per tensioni di polarità opposte, almeno fino al valore di perforazione, come in figura 288.

Il raddrizzatore ad ossido di rame, ed in genere ad ossidi metallici, presenta una caratteristica tensione–resistenza sul tipo di quella della figura 289. Si osservi che tale caratteristica presenta un tratto centrale quasi rettilineo e due gomiti, superiore ed inferiore.

Conseguentemente la curva della corrente al variare in valore e segno della tensione applicata al raddrizzatore, che nel caso ideale avrebbe l'andamento della figura 290 *a*), in realtà ha l'andamento della figura 290 *b*.

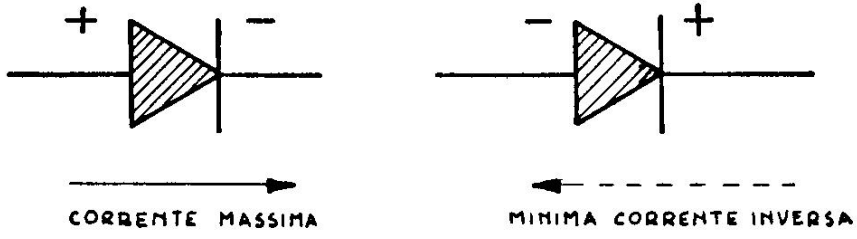


FIG. 287.

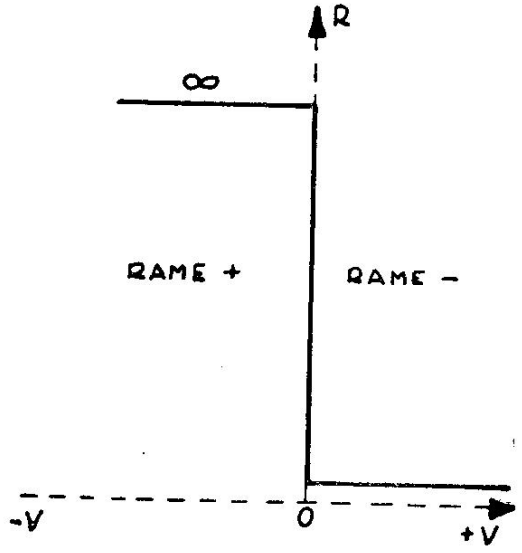


FIG. 288.

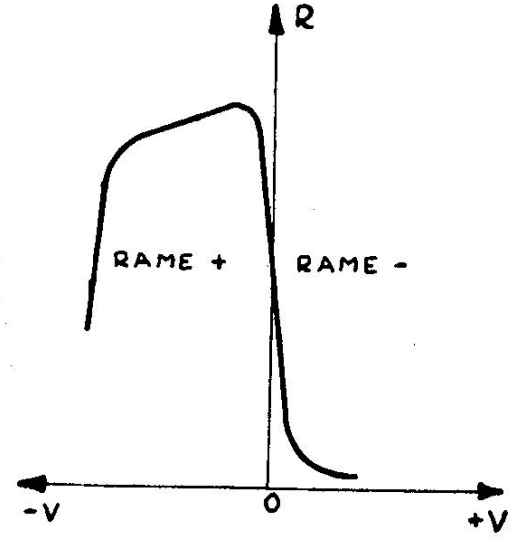


FIG. 289.

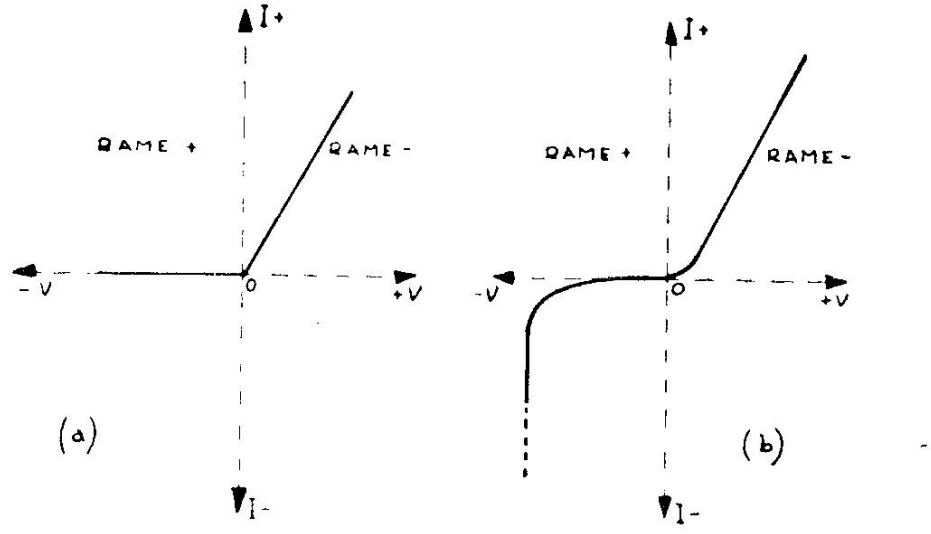


FIG. 290.

Il ramo discendente della curva viene utilizzato per i varistori limitatori di tensione; è chiaro infatti che quando la tensione con polarità inversa applicata ad essi supera un determinato valore, la resistenza di sbarramento precipita a valori minimi, aprendo una vita di fuga dissipativa alle punte di tensione indesiderate (come negli scaricatori).

Il modulatore ad ossido.

Il principio del modulatore ad ossido è basato sulla possibilità di controllare il valore di una resistenza variabile (varistore) mediante la tensione del segnale, e far passare la corrente portante attraverso la resistenza stessa che con le sue variazioni di valore ne modulerà l'ampiezza.

La realizzazione pratica non è altrettanto semplice, perchè un elemento ad ossido ammette solo due elettrodi (a differenza delle valvole e dei transistori), e quindi sui due terminali del varistore farebbero capo i due circuiti d'ingresso (segnale e portante) ed il circuito di uscita (modulata), con reciproche perturbazioni.

Si ricorre, di conseguenza, a disposizioni alquanto più elaborate,

Circuito a ponte.

È rappresentato alla figura 291, in cui con V è indicata la tensione modulante (vocale) e con C la tensione della portante (Carrier). La tensione della portante C va supposta maggiore di quella vocale V, e prevalente su quest'ultima nel controllo dei quattro elementi varistori.

Il funzionamento di tale circuito, supponendo trattarsi di varistori perfetti, appare dalle figure 291 (*b*) e 291 (*d*). Difatti nell'istante in cui la tensione C presenta la polarità — +, come alla figura 291 (*b*), i quattro varistori si comportano come conduttori perfetti, ponendo in cortocircuito l'uscita; non si avrà quindi in uscita nè tensione vocale nè portante.

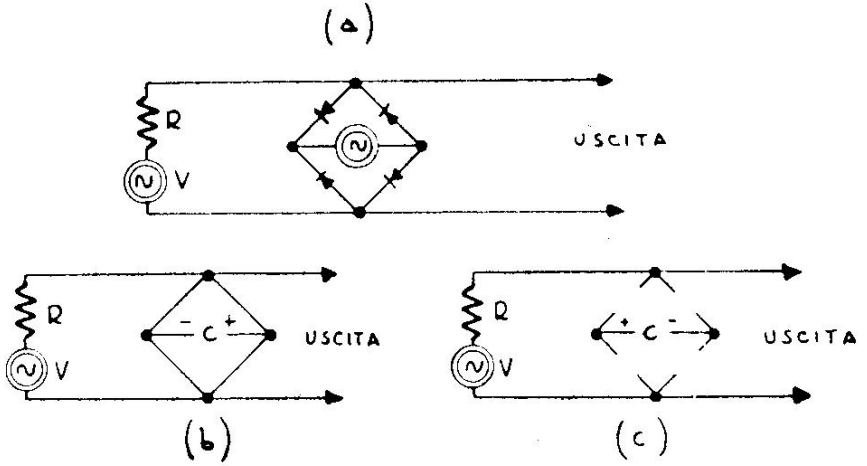


FIG. 291.

All'alternanza successiva della tensione portante C, le sue polarità saranno + —, come alla figura 291 (*c*), ed i quattro varistori si comporteranno come alla figura 291 (*c*), ed i quattro varistori si comporteranno come resistenze di valore infinito, isolando completamente la tensione portante dal resto del circuito. Di conseguenza, all'uscita comparirà la sola tensione vocale V. Il tutto funziona, quindi, come un commutatore in derivazione alla linea a frequenza vocale, che cortocircuita la linea stessa, e di conseguenza interrompe il passaggio della frequenza vocale, un numero di volte pari alla frequenza della portante.

Il risultato che si ottiene è illustrato alla figura 292.

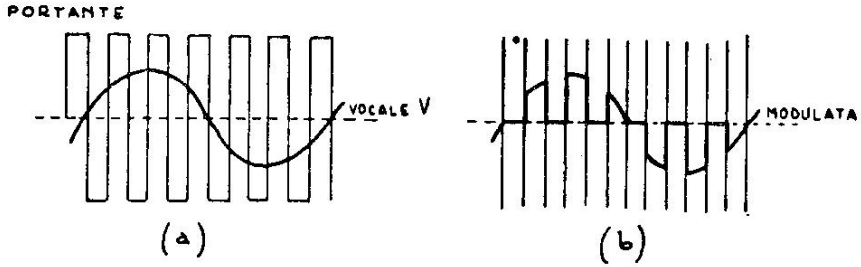


FIG. 292.

Naturalmente nel funzionamento reale, tra i due casi estremi delle figure 291 (*b*) e 291 (*c*), si ha un passaggio graduale, con l'eliminazione degli spigoli nella forma d'onda della figura 292 (*b*).

La tensione della portante, in questo circuito, deve essere molto maggiore di quella vocale, per controllare esclusivamente con essa la conducibilità dei varistori, ed anche per rendere minima la distorsione (se in qualsiasi istante la tensione vocale supera quella della portante si ha la « sovramodulazione »).

Si osservi che, data la simmetria del ponte, la tensione portante non può mai comparire direttamente all'uscita, sia in presenza che in assenza di tensione vocale (portante soppressa).

La forma d'onda modulata risultante è rappresentata dal prodotto della funzione armonica di frequenza V per la funzione armonica sviluppata in serie di Fourier della forma d'onda rettangolare di frequenza C. Il prodotto è una serie di correnti sinusoidali le cui frequenze sono rispettivamente $C - V$, $C + V$, $3\,C - V$, $3\,C + V$, ecc.

$C - V$ e $C + V$ rappresentano le due bande principali di modulazione (inferiore e superiore) mentre i termini rimanenti rappresentano correnti indesiderate da eliminare col filtraggio, insieme ad un residuo della frequenza vocale V, che in questo tipo di circuito rimane in linea all'uscita.

Circuito a traliccio, o ad anello.

È rappresentato alla figura 293 in cui i due metodi diversi di rappresentarlo graficamente rendono ragione delle due denominazioni con cui è noto in pratica. La voce V viene applicata al modulatore tramite una bobina traslatrice d'ingresso; la tensione della portante tramite le due prese centrali A e B, al secondario delle due bobine ripetitrici d'ingresso e di uscita.

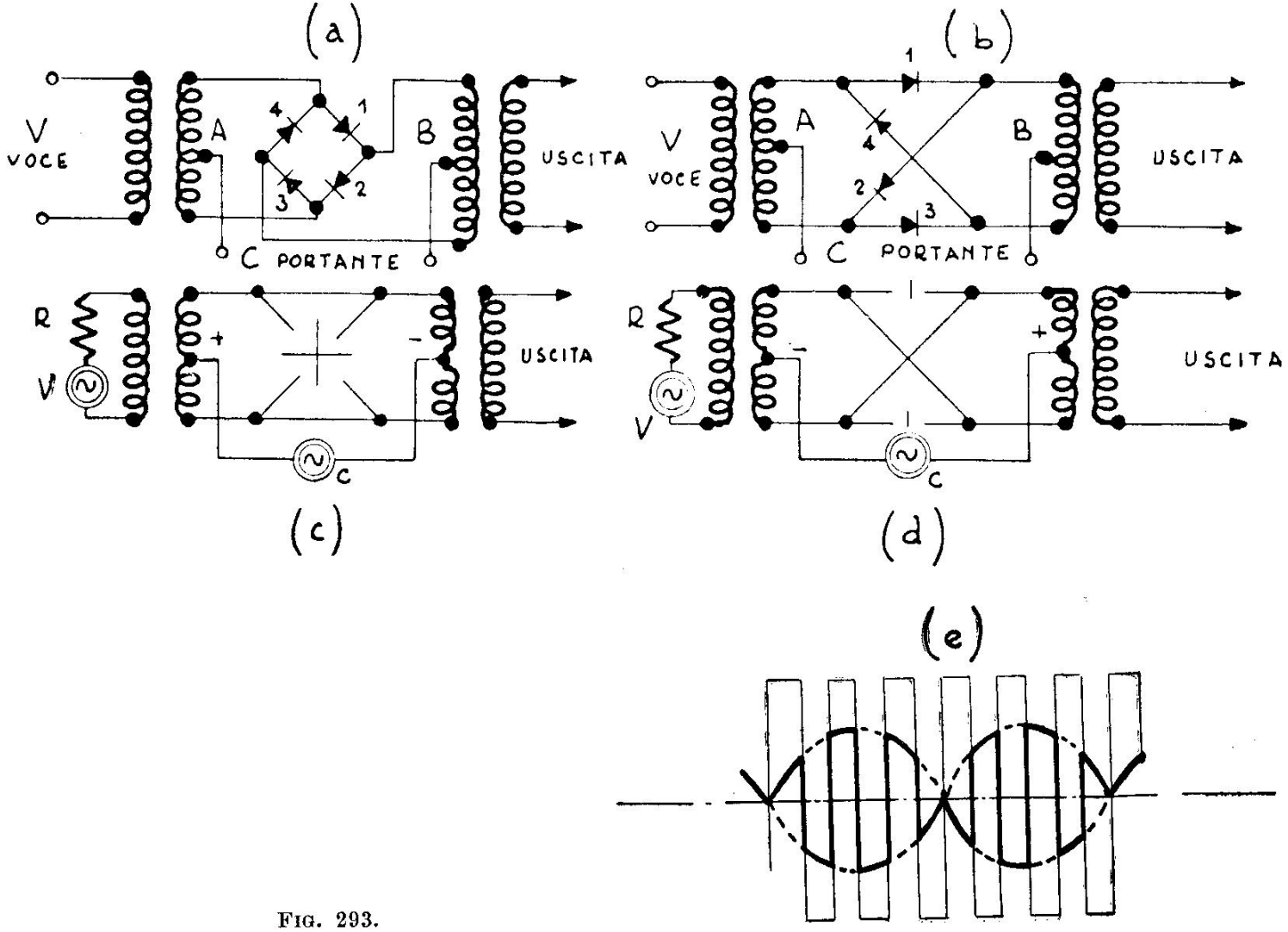


FIG. 293.

I varistori delle due figure 293 (*a*) e 293 (*b*) sono numerati per indicarne la identicità. Questo modulatore sostanzialmente può essere considerato come un commutatore invertitore comandato dalla tensione della portante. Difatti nell'istante in cui le polarità della portante sono + — (figura 293 (*c*) i varistori 1 e 3 sono conduttori, mentre 2 e 4 sono a resistenza altissima. Quindi i due lati orizzontali del traliccio sono continui e le due diagonali interrotte.

Nell'istante, invece, in cui la portante *C* presenta la polarità — + come alla figura 293 (*d*), i varistori 2 e 4 sono conduttori mentre 1 e 3 sono a resistenza elevatissima. Quindi i due lati orizzontali del traliccio sono interrotti, mentre le diagonali sono conduttrici, e la corrente vocale raggiunge l'uscita invertendo la sua polarità.

Tale comportamento, sempre che la tensione di *C* sia molto maggiore di quella *V*, produce una forma d'onda all'uscita come alla figura 293 (*e*), simile a quella del circuito a ponte ma con ampiezza doppia.

Se il bilanciamento è abbastanza buono, la presenza di residui di portante e di frequenza vocale all'uscita è pressochè trascurabile.

Nota – Il contenuto di energia nelle bande di modulazione proviene in definitiva dall'energia della frequenza modulante. Naturalmente, nell'ambito del modulatore si ha della dissipazione, cioè una attenuazione che può raggiungere anche 8 o 9 *db* per frequenze portanti molto elevate; alle frequenze più basse tale attenuazione si riduce attorno ai 2 *db*.

I modulatori ad ossido di rame funzionano fino a 4 megacicli, ricorrendo ad opportuni provvedimenti per ridurre l'effetto della capacità interna.

Per ottenere maggiore potenza d'uscita, i modulatori ad ossido possono essere costituiti da più elementi ad ossido per ciascun lato, collegati in serie od in parallelo.

CAPITOLO 6.

IL SISTEMA « SPIRAL-FOUR »

248. Il sistema 100 miglia « spiral-four » completo.

a) La denominazione di « sistema spiral–four » (e più brevemente « sistema S 4 ») copre un complesso di materiali di linea e di centrale coordinati tra di loro, che consentono di realizzare i circuiti telefonici a frequenza vocale ed a frequenza portante di alta qualità, i circuiti telegrafici (telescriventi) a frequenza portante ed i circuiti telegrafici a corrente continua elencati nel seguente specchietto:

	Circuiti telefonici	Circuiti telegrafici a frequenza portante	Circuiti telegrafici simplex
1° caso	3	4	1
oppure			
2° caso	4	0	1

Nota – S'intende per circuito telegrafico simplex un circuito virtuale a corrente continua e con ritorno a terra (virtuale–misto). Uno dei due circuiti ricavabili generalmente viene utilizzato per le segnalazioni di servizio.

Per comodità logistica tali materiali possono essere riuniti in un'unico gruppo ed opportunamente dosati in modo da consentire la costruzione ed esercizio di una linea lunga 100 miglia (km 160) con i circuiti sopra indicati. Tale gruppo di materiali viene denominato « SISTEMA DI 100 MIGLIA SPIRAL–FOUR COMPLETO ».

b) I principali elementi che entrano nella composizione del SISTEMA 100 MIGLIA SPIRAL–FOUR COMPLETO sono i seguenti:

— il Terminale Telefonico CF–1 .... (Carrier)
— il Terminale Telegrafico CF–2 .... (Carrier)
— il Ripetitore CF–3 .... (Carrier)
— il Convertitore di chiamata EE–100 od EE–101 .... (Carrier)
— il Cavo Spiral–4.

Le apparecchiature sopraelencate, opportunamente proporzionate e completate dei mezzi di alimentazione, manutenzione ed accessori, sono raggruppate nei seguenti complessi minori, che rappresentano un frazionamento dell'intero sistema 1000 miglia:

TC–21 = Complesso del Terminale Telefonico
TC–22 = Complesso del Terminale Telegrafico
TC–23 = Complesso del Ripetitore
TC–24 = Complesso del Convertitore di chiamata.

Gli attrezzi e gli strumenti occorrenti per la manutenzione e che sono parte integrante di alcuni dei complessi sopra elencati, a loro volta sono raggruppati nei seguenti due complessi minori:

TE–123 = Complesso Attrezzi
IE–53 = Complesso Strumenti di misura.

Schematicamente, quindi, un SISTEMA 100 MIGLIA SPIRAL–FOUR COMPLETO risulta costituito come indicato alla figura 294, con 2 terminali e 3 ripetitori. Alla figura 295 è indicato in più dettaglio la composizione di una stazione terminale e di una stazione ripetitrice.

c) Il sistema utilizza frequenze comprese tra 200 e 12000 Hz, uguali nelle due direzioni di trasmissione. La figura 296 mostra la locazione delle frequenze per i 4 canali. Il 1° canale copre la banda delle frequenze vocali, mentre i canali 2°, 3° e 4° sono spostati nel campo delle frequenze portanti mediante modulazione. Ciascuno dei quattro canali consente il passaggio della banda telefonica compresa tra 200 e 2800 cicli.

Il sistema *telegrafico* a frequenze vocali portanti utilizza di preferenza il canale 3°, come indicato nella figura, che presenta le migliori caratteristiche di stabilità nel valore dell'attenuazione. Il canale 1° comunque, non viene mai impegnato per i canali telegrafici, essendo utile per le comunicazioni di servizio e di emergenza (a frequenza vocale).

Per la chiamata telefonica il sistema utilizza un convertitore di chiamata a 20/1000 cicli.

Il sistema consente anche di ricavare due circuiti telegrafici in corrente continua virtuali misti (simplex), uno per ciascuna coppia del cavo Spiral–Four. Uno di essi è utilizzato per le segnalazioni di servizio e di allarme del sistema, e gli apparati del sistema incorporano i mezzi per la sua utilizzazione. L'altro può essere usato per il servizio telegrafico, con alcune cautele a causa di un certo grado di interferenza tra i due circuiti.

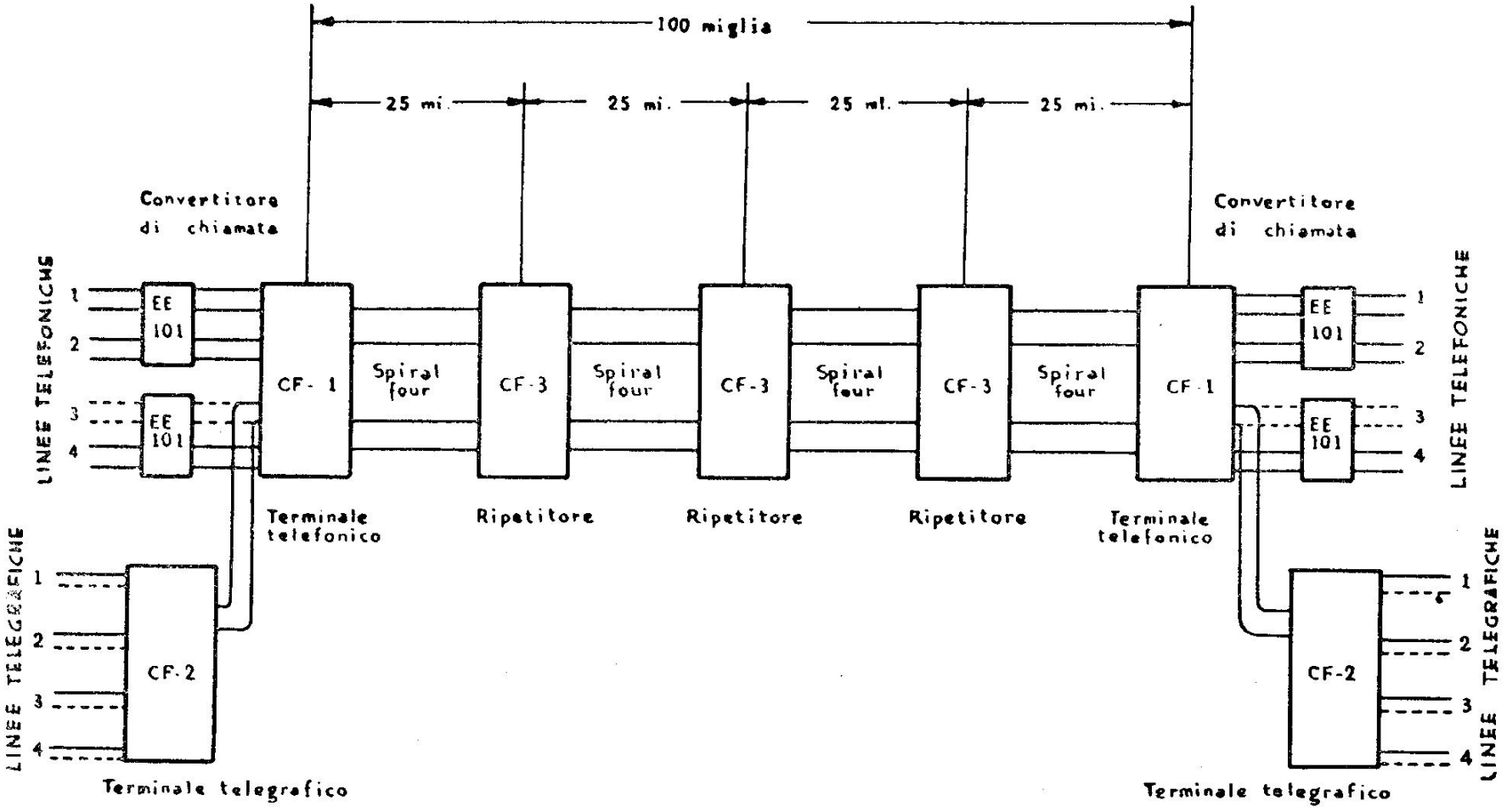


FIG. 294 - *Composizione schematica del sistema 100 miglia spiral-four completo.*

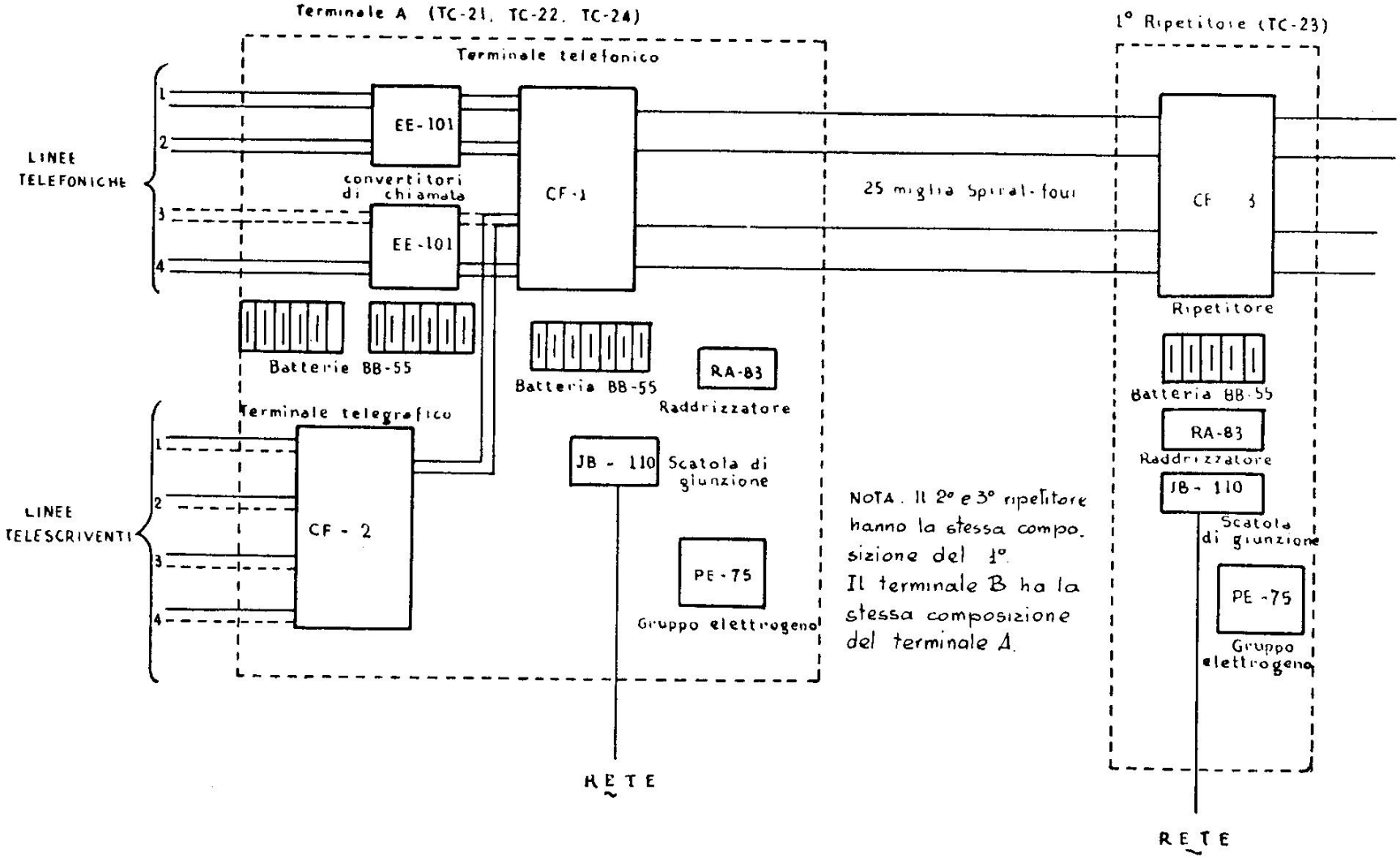


FIG. 295 – *Costituzione schematica del terminale e del ripetitore nel sistema 100 miglia spiral–four completo.*

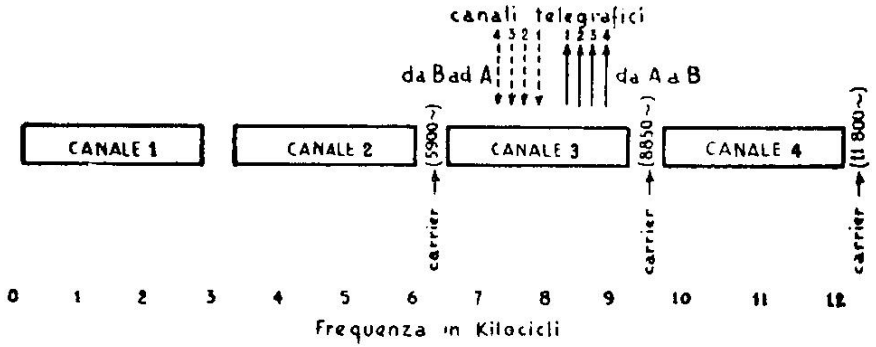


FIG. 296 – *Locazione delle frequenze nel sistema 100 miglia spiral-four completo.*

d) Composizione di un « Sistema 100 miglia spiral-4 completo ».

Complessi	TC–21 (Terminale Telefonico)	N. 2
»	TC–22 (Terminale Telegrafico)	» 2
»	TC–23 (Ripetitore)	» 3
»	TC–24 (Convertitore di chiamata)	» 6
Rulli CC–358–A di cavo spiral–4		» 400

Chiodi a rampino e staffe di sospensione del cavo in proporzione.

e) Esigenze di alimentazione del sistema. L'alimentazione normale delle apparecchiature richiede corrente alternata a 50 ÷ 60 periodi e tensione tra 115 e 230 volt.

Per le eventualità di brevi interruzioni dell'alimentazione in alternata, il terminale telefonico CF–1, i convertitori di chiamata EE–101 ed i ripetitori CF–3 possono funzionare mediante batteria d'accumulatori a 12 volt, con inserzione e disinserzione automatica. Il terminale telegrafico CF–2 non ha questa possibilità, e pertanto all'interruzione dell'alimentazione in corrente alternata cessa di funzionare.

Il terminale telefonico CF–1, il ripetitore CF–3 ed il convertitore di chiamata EE–101 sono corredati normalmente di due batterie da 6 volt, 150 Amperora, tipo BB–55 od equivalente e sistemate entro unica cassetta CS–11, completate dal raddrizzatore RA-83 per la ricarica.

I gruppi elettrogeni normalmente impiegati, ove non sia disponibile l'alimentazione alternata da rete pubblica, sono:

Gruppo elettrogeno PE–75 (2,5 kW, 120 volt), a benzina

Gruppo elettrogeno PE–214 (300 W, 115/230 volt), a benzina.

249. Il cavo « spiral-four ».

a) *Generalità.*

Il cavo bicoppia armato, tipo WC–548 (Spiral–Four Cable) consente l'impiego campale di circuiti telefonici e telegrafici a frequenze portanti, ottenendo collegamenti della lunghezza massima di circa 240 km, quando disteso a terra od appoggiato a sostegni; quando il cavo viene sotterrato i collegamenti possono raggiungere lunghezze di 600 km.

Il cavo consente anche i collegamenti telefonici normali (a frequenza vocale); in questo caso la sua telefonicità, senza impiego di amplificatori, è di 60 km. Una linea in cavo di questa lunghezza presenta una attenuazione di 30 *db* a 1000 Hz.

Con l'impiego di amplificatori telefonici la telefonicità è aumentabile in ragione di 40 km, per ogni amplificatore inserito.

Il cavo, con le apparecchiature relative, consente di ottenere distanze di telefonicità e numero di circuiti superiori alle possibilità dei cordoncini telefonici campali, ma inferiori a quelle delle normali linee aeree permanenti. La scelta a favore della linea in cavo piuttosto che della linea aerea permanente dipenderà dalle circostanze specifiche. In genere, quando la realizzazione del collegamento ha carattere di urgenza, l'impiego del cavo è da preferirsi.

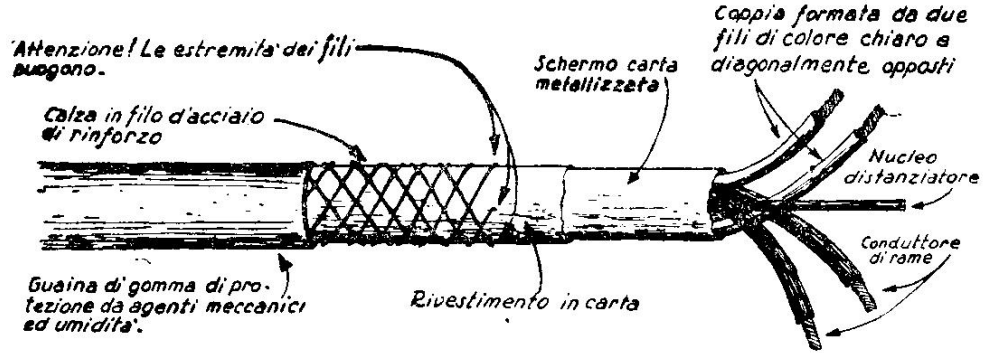
Va preferito il cavo (in posa superficiale o interrata) anche quando vi è necessità di sottrarsi all'osservazione del nemico e di non rivelare, con l'afflusso dei collegamenti a filo, l'ubicazione dei centri di Comando e logistici.

b) *Descrizione del cavo WC–548* (fig. 297).

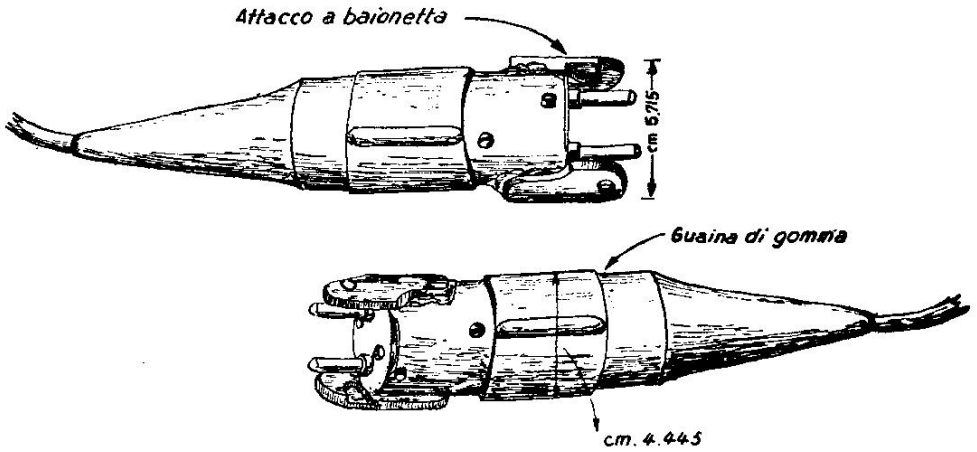
Il cavo, tipo WC–548, è costituito da 4 conduttori isolati separatamente in gomma (a due a due di colore diverso) e cordati a spirale (con l'inclusione di un'anima distanziatrice) in modo da formare una bicoppia a stella. La bicoppia è avvolta da un unico strato in carta metallizzata schermante, sopra al quale è disposto un altro strato di carta ordinaria.

Il complesso della bicoppia con i rivestimenti in carta è ricoperto da una calza in maglia di filo d'acciaio di rinforzo, che fornisce la necessaria resistenza alla trazione. Una robusta guaina esterna in gomma completa il cavo fornendogli la protezione dagli agenti meccanici e dall'umidità. Il diametro esterno del cavo è di circa 11 mm.

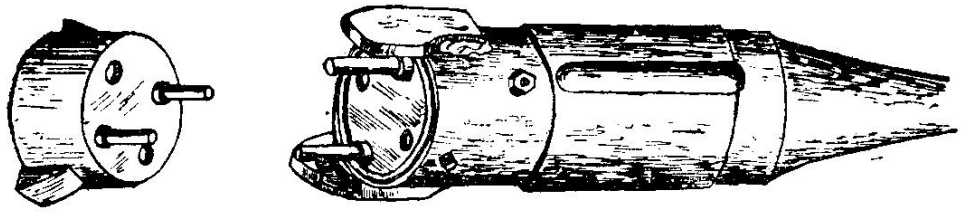
Ciascuno dei 4 conduttori della bicoppia è costituito da una cordetta di 7 fili di rame stagnato, da 0,38 mm di diametro. I 2 conduttori aventi isolante dello stesso colore sono disposti in posizione diametralmente opposta e formano una coppia.



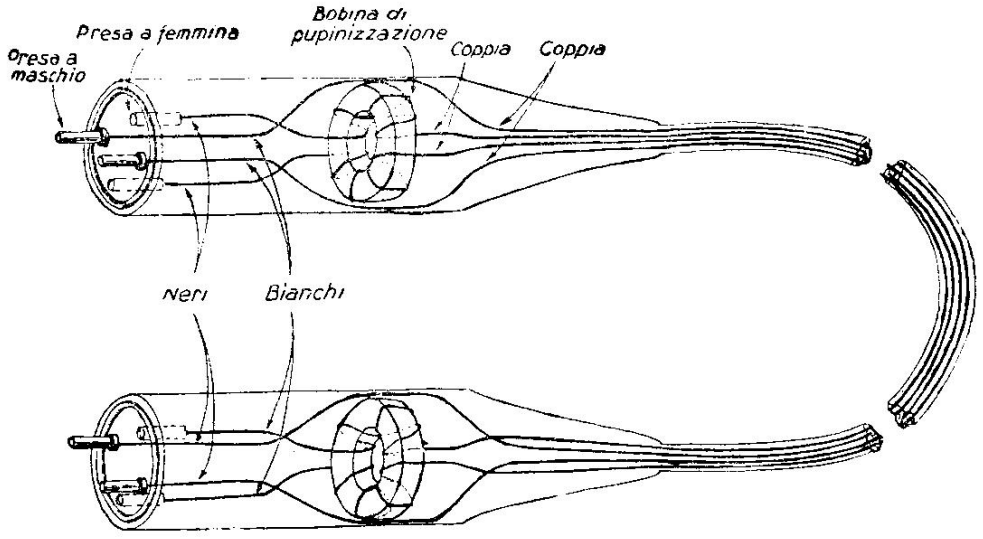
a) *Struttura del cavo bicoppia « spiral–four ».*



b) *Connettori per il cavo bicoppia « spiral–four ».*



c) *Giunto di connessione senza il tappo di protezione.*



d) *Disegno schematico della disposizione dei fili.*

FIG. 297 – *Il cavo « spiral–four ».*

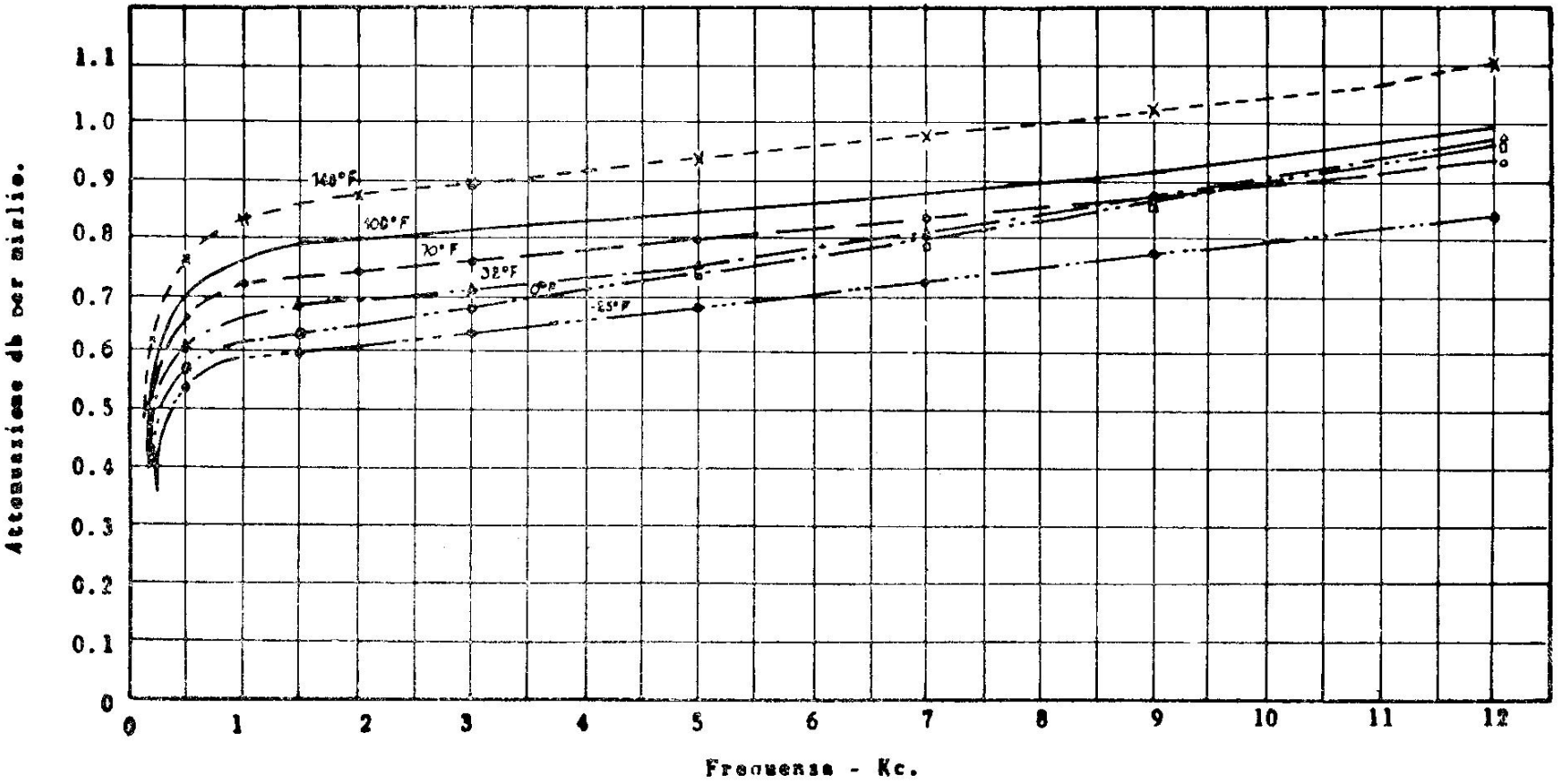


FIG. 298 – *Caratteristica attenuazione frequenza del cavo « spiral-four ».*

Il giunto di connessione è costituito da un manicotto metallico tubolare munito di due risalti e di due orecchie per l'innesto a baionetta su altro giunto uguale. Il cavo è robustamente ancorato al manicotto del giunto ed i fili d'acciaio della sua calza di rinforzo vi sono saldati per ottenere la continuità galvanica della calza su tutta la linea.

Le due coppie di conduttori sono collegate rispettivamente alle prese femmina ed alle prese maschio, disposte sulla faccia del giunto ed affogate in gomma. Tutti i giunti di connessione, salvo un tipo contraddistinto da apposita scritta o da fascia verde, incorporano una bobina di pupinizzazione da 6 milliHenry, inserita sulla coppia collegata alle prese femmina del giunto. I giunti di connessione sono collegati alle due estremità della pezzatura di cavo in modo che ogni coppia su un giunto termini alle prese maschio e sull'altro alle prese femmina.

Ogni giunto è corredato da un tappo a innesto, in plastica, che ha la funzione di difendere il giunto stesso, quando non in opera, da danni accidentali e dalla intrusione di materie estranee. Due giunti, quando innestati, risultano a tenuta stagna.

c) *Tipi di pezzature.*

Il cavo WC–548 non viene distribuito sfuso ed indipendentemente dai giunti terminali, bensì nei seguenti tre tipi di pezzature opportunamente confezionati e differenziati nell'impiego.

1) *Rullo normale tipo CC–358* Costituito da una pezzatura lunga 400 m (un quarto di miglio nominale) completa di giunti incorporanti una bobina di pupinizzazione da 6 mH, avvolta su apposito tamburo metallico tipo DR–15.

Nella figura 297 è indicato il circuito delle due coppie in relazione al collegamento con le bobine di pupinizzazione. Gli avvolgimenti della bobina di pupinizzazione in entrambi i giunti sono inseriti sulla coppia collegata alle prese terminali femmina; poichè ogni coppia del cavo è collegata in un giunto alle prese maschio e nel giunto opposto alle prese femmina, nell'ambito del rullo di cavo normale una delle coppie risulta pupinizzata ad una estremità della pezzatura e l'altra alla estremità opposta. Con tale disposizione della pupinizzazione, quando più rulli normali di cavo vengono congiunti in serie, *ogni coppia del cavo risulta pupinizzata in corrispondenza ad ogni giunto di connessione.*

Le caratteristiche meccaniche della bobina normale di cavo tipo CC–358 sono riportate alla Tabella della figura 299.

CARATTERISTICHE MECCANICHE
DELLA BOBINA NORMALE DI CAVO CC–358

Lunghezza m 400 (Tolleranza nella lunghezza da — 6 a + 10 m).

Diametro esterno:

— del cavo	mm	11
— del giunto di connessione sulla guaina in gomma.	»	45
— del giunto di connessione, alle orecchie dell'innesto a baionetta	»	57

Carico di rottura:

— del cavo	kg	225
— del giunto di connessione innestato	»	160
Carico di sicurezza, a 15°C, del complesso	»	60
Peso di un rullo (completo con tamburo DR–15)	»	80

FIG. 299 - *Caratteristiche meccaniche della bobina CC–358* (tabella).

Il tamburo metallico tipo DR–15, su cui è avvolta la bobina normale, deriva dal tamburo tipo DR–5, impiegato per il cordoncino telefonico campale. Ad esso è stato applicato l'adattatore FT–315 che consente di dare alloggiamento ai due giunti del rullo lasciandoli accessibili entrambi per le prove anche a cavo avvolto o parzialmente svolto.

2) *Spezzone di prolungamento, tipo CC–368* (non pupinizzato). È costituito da una pezzatura lunga m 30,5 (100 piedi) di cavo, completo di giunti senza bobina di pupinizzazione alle due estremità.

Ha lo scopo di fornire lunghezze supplementari di cavo da interporre in sede di stendimento tra i rulli normali, per raggiungere lunghezze di linea distesa non multiple esatte della lunghezza del rullo normale.

I diametri esterni del cavo e dei giunti, ed i carichi di rottura e di sicurezza per lo spezzone di prolungamento sono gli stessi del rullo normale (Tabella in fig. 299).

3) *Spezzone terminale tipo CC–356.* È costituito da una pezzatura di m 3,5 (12 piedi) di cavo, con applicato ad una estremità un giunto normale di connessione, pupinizzato.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DI TRASMISSIONE DI UNA LINEA IN CAVO IN BOBINE NORMALI
CC–358, A 21°C

a) *Circuiti reali* (pupinizzati):

— Capacità	0,075 μF/km
— Resistenza alla corrente continua	48 ohm per km–spira
— Impedenza a 1000 Hz misurata al punto mediano della sezione di pupinizzazione	475–j 105 ohm/km
— Impedenza caratteristica oltre i 1000 Hz	450 ohm
— Frequenza nominale di interdizione	23 kHz
— Attenuazione (approssimativa):	
a 1.000 Hz	0,47 db/km
a 8.000 Hz	0,53 »
a 11.000 Hz	0,59 »
— Lunghezze di circuito ottenibili, senza amplificazione, con attenuazione massima a 1000 Hz inferiore a:	
6 db	13 km
12 db	39 »
30 db (limite di telefonicità)	60 »

b) *Circuito virtuale:*

— Resistenza alla corrente continua	26 ohm per km–spira
— Capacità	0,075 μF/km
— Impedenza a 1000 Hz	80–j 53 ohm/km
— Attenuazione (approssimativa):	
a 1.000 Hz	0,81 db/km
a 8.000 Hz	1,55 »
a 11.000 Hz	1,63 »
— Lunghezze di circuito ottenibili, senza amplificatore, con attenuazione massima a 1000 Hz inferiore a:	
6 db	7 km
18 db	22 »
30 db	37 »

FIG. 300 — *Caratteristiche elettriche delle linee in cavo « spiral–four »*

All'altra estremità presenta i 4 conduttori liberi ed in più un quinto conduttore di colore differente, saldato alla calza di filo d'acciaio, per il collegamento agli apparati terminali.

La bobina di pupinizzazione nel giunto di questo spezzone è inserita tra i due fili di colore nero e le prese femmina.

Lo spezzone trova impiego anche per sostituire i giunti di connessione difettosi nei rulli normali.

d) *Caratteristiche elettriche* (fig. 300).

Una linea in cavo è costituita dalla congiunzione in serie di un numero variabile di rulli di cavo distesi, in massima parte, oppure tutti, del tipo normale (pupinizzato) CC–358.

La resistenza a corrente continua di ogni coppia del rullo normale CC–358 (400 m–spira) è di circa 19,6 ohm, dei quali 1,5 dovuti alla bobina di pupinizzazione, alla temperatura di 21°C.

La capacità del cavo è di 0,075 microfarad per km; la induttanza è di 6 milliHenry (quella della bobina di pupinizzazione) ogni 400 metri.

Le caratteristiche elettriche di trasmissione in una linea costruita con rulli normali CC–358, alla temperatura di 21°C sono riportare alla tabella in figura 300.

I valori medi di attenuazione sui *circuiti reali* delle linee normali (rullo CC–358) alle varie temperature e frequenze sono forniti dalle curve riportate nella figura 298.

Il *circuito virtuale*, ricavabile tra le due coppie della linea costruita con rulli normali CC–358, non è pupinizzato. Per tale effetto l'attenuazione su questo circuito è maggiore che nei circuiti reali.

Il rivestimento schermante in carta metallizzata del cavo stabilizza la capacità dei conduttori della bicoppia, indipendentemente dal genere di posa della linea e riduce l'influenza dei disturbi elettrici esterni.

250. Il terminale CF-1-A.

a) La figura 294 mostra schematicamente l'impiego del Terminale Telefonico CF–1–A (Carrier) nell'ambito del Sistema S–4. I quattro circuiti telefonici, che il terminale consente sono resi disponibili per l'allacciamento al centralino telefonico od ai telefoni nel luogo stesso d'impianto del terminale. La trasmissione da *A* a *B* avviene su una coppia del cavo S–4, e quella da *B* ad *A* sull'altra coppia. Le frequenze portanti usate sono uguali per entrambe le direzioni.

La regolazione del guadagno al terminale (come ai ripetitori) avviene manualmente, all'atto dell'impianto e periodicamente durante l'esercizio per compensare la variazione di attenuazione nella linea in cavo a causa delle escursioni climatiche.

La figura 296 mostra le bande di frequenza utilizzate per i vari canali. Il 1° canale utilizza la banda di frequenze vocali, mentre i canali, 2°, 3° e 4° sono trasposti a frequenza superiore mediante modulazione di tre frequenze portanti, rispettivamente a 5.900, 8.850 e 11.800 cicli. Solo la banda inferiore di modulazione viene trasmessa, poichè nell'apparecchiatura terminale vengono soppresse, dopo la modulazione, le portanti e le bande superiori.

L'apparecchiatura non ammette la chiamata telefonica ordinaria (a 20 cicli), e pertanto richiede l'impiego di convertitori di chiamata a frequenza vocale.

Il cavo spiral-four consente di utilizzare due circuiti virtuali, uno per coppia, con ritorno a terra (circuiti simplex). Di questi due circuiti uno viene impiegato per le segnalazioni di servizio e l'allarme tra stazioni terminali e ripetitori adiacenti. A tale scopo il terminale CF–1–A ed il ripetitore CF–3–A comprendono i mezzi di segnalazione (chiave di segnalazione, chiave di interruzione segnalazione e suoneria). Il secondo può essere usato per telegrafia manuale, su lunghezze di circuito limitate od anche per telescriventi, con maggiori limitazioni di lunghezza (una o due sezioni di amplificazione).

L'apparecchiatura dispone di una sorgente di segnale di prova a 1000 cicli, da trasmettere nei canali per l'allineamento e la manutenzione del sistema, e degli organi per la misura del livello del segnale di prova in vari punti del circuito dei diversi canali.

b) L'apparecchiatura è montata entro un cofano ad armadio, con coperchi anteriore e posteriore mobili. Sulla parte interna dei coperchi sono riprodotti gli schermi e le istruzioni essenziali per l'impiego e la manutenzione. Le dimensioni di ingombro del cofano sono le seguenti:

Altezza	6	piedi	e	6	pollici	(metri 1,98)
Larghezza	2	»		4	»	» 0,71)
Profondità	1	»		7	»	» 0,48)

Peso totale: circa 475 libbre (kg 215).

L'alimentazione normale richiede 110 o 220 volt a 50–60 periodi. Può funzionare, in caso di interruzione dell'alimentazione in alternata, con batteria d'accumulatori a 12 volt. È provvisto di dispositivo d'inserzione automatica dell'alimentazione a corrente continua, all'atto dell'interruzione della alternata.

Nel funzionamento in alternata assorbe una potenza di 60 W. A corrente continua, con batteria d'accumulatori a 12 volt, assorbe circa 7,5 amp. (autonomia di circa 20 ore con due batterie a 6 volt tipo BB–55).

Avvertenza – Non sono compresi i consumi per i convertitori di chiamata ed altri eventuali apparati.

c) *L'ineamenti generali del circuito.* Alla figura 301 è riportato lo schema a blocchi dei circuiti di conversazione, nel CF–1–A. I numeri segnati lungo i circuiti indicano il livello di potenza in *dbm* ivi esistenti quando, sul lato a 2 fili della bobina ibrida (ingresso), viene applicato un segnale a 1000 cicli della potenza di 1 milliwatt (0 *dbm*).

Un milliwatt in questo punto è il valore a cui viene regolato il segnale di prova (1000 cicli) per gli allineamenti e la manutenzione.

Ogni canale comprende un ramo trasmittente (superiore) ed uno ricevente (inferiore), che nel lato a frequenza vocale vengono combinati dalla bobina ibrida in un unico circuito a 2 fili prolungabile al centralino telefonico o telefono (tramite il convertitore di chiamata). Una maglia di compromesso, costituita da una resistenza di 600 ohm ed un condensatore di 0,6 microfarad, è collegata alla bobina ibrida in funzione di linea artificiale per il bilanciamento della linea di allacciamento al centralino o telefono.

Canale 1 – ramo trasmittente: le correnti vocali provenienti dal centralino attraversano la bobina ibrica, un attenuatore da 9 *db* ed un limitatore di tensione la cui funzione è di impedire che le conversazioni più forti sovraccarichino l'amplificatore comune. Tale limitatore usa dei « varistori » in derivazione (serie di elementi ad ossido che hanno la proprietà di diminuire rapidamente la loro resistenza quando la tensione applicata ai loro estremi supera un valore prestabilito, generando un cortocircuito parziale. Segue un attenuatore da 20 *db*, che ha la funzione di ridurre la potenza del canale 1 allo stesso livello degli altri tre canali; quindi un filtro passabasso, che restringe la banda a circa 2800 cicli ed impedisce le interferenze della conversazione nel canale 1 con il canale adiacente. Quindi il ramo trasmittente del canale 1 è collegato al ramo trasmittente comune a tutti i quattro canali, per l'amplificazione comune.

Canale 2, 3 e 4 – ramo trasmittente. Differiscono dal canale 1 essenzialmente perchè le correnti a frequenza vocale vi vengono spostate mediante modulazione. La corrente vocale proveniente dal centralino attraversa la bobina ibrida, un attenuatore da 8,5 *db* ed un filtro passa basso che ne restringe la banda a circa 2800 cicli. Questo filtro, insieme al filtro passabanda al terminale del ramo impedisce la sovrapposizione delle bande dei vari canali. Ogni canale comprende un oscillatore per la generazione della frequenza portante, costituito da un pentodo 6SJ7 (VT–116). La frequenza dell'oscillatore è predeterminata per costruzione da un circuito sintonizzato ad induttanza e capa-

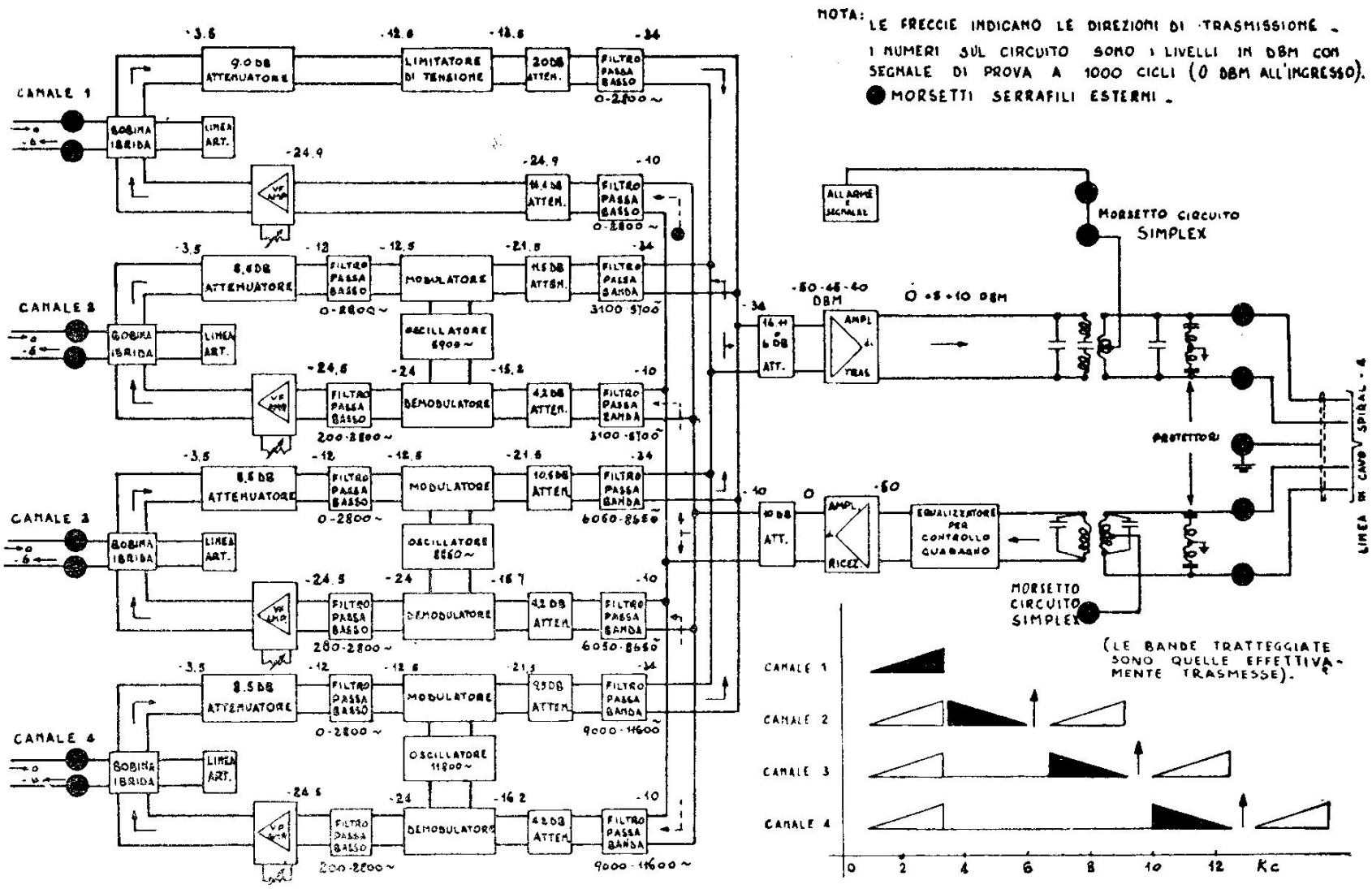


FIG. 301 – *Schema a blocchi del terminale terminale CF-1-A.*

cità, che consente però una regolazione fine di frequenza mediante spostamento di una spina in permalloy all'interno della bobina di induttanza.

La frequenza portante generata dall'oscillatore viene fornita al modulatore del ramo trasmittente del canale (ed al demodulatore nel ramo ricevente). Il modulatore consiste in elementi ad ossido di rame collegati a ponte bilanciato. Le frequenze vocali e la portante vengono combinate da tale modulatore che all'uscita fornisce le sole due bande di modulazione superiore ed inferiore (somma e differenza delle frequenze vocali e della portante), sopprimendo le frequenze vocali e la portante. Contemporaneamente il modulatore adempie alla funzione di limitatore di tensione, contro le conversazioni troppo forti, con la stessa efficienza del limitatore del canale 1. La banda di modulazione superiore viene poi soppressa dal filtro passabanda del canale, che consente il passaggio della sola banda inferiore di modulazione. Questa, divenuta così la banda del canale, viene immessa nel ramo trasmittente comune.

Ramo trasmittente comune. Le quattro bande immesse dai canali attraversano un attenuatore regolabile a 16, 11 o 6 *db* (nei modelli più vecchi è fisso a 16 *db*). Alla regolazione a 16 *db* (normale) di tale attenuatore corrisponde una uscita in linea, per il segnale di prova a 1000 cicli, a 0 *dbm;* ad 11 *db* corrisponde l'uscita di + 5 *dbm* ed a 6 *db* corrisponde una uscita in linea di + 10 *dbm*. Dopo l'attenuatore d'uscita le quattro bande vengono immesse nell'amplificatore comune di trasmissione. Esso è costituito da due stadi, con un guadagno di circa 50 *db* nella gamma da 200 a 12.000 cicli. Il primo stadio è costituito da un pentodo VT–116 (6SJ7) ed il secondo da un tetrodo a fascio VT–107–A (6V6GT). Il guadagno dell'amplificatore è poco influenzato da variazioni nelle tensioni, nella temperatura e dal cambio delle valvole, grazie all'uso di circuiti a reazione. L'uscita dell'amplificatore è immessa nella linea in cavo tramite un trasformatore (bobina ripetitrice) in discesa, con condensatori in parallelo ai suoi avvolgimenti calcolati in modo da ottenere un buon adattamento di impedenza con la linea in cavo spiral–four (pupinizzato). L'avvolgimento sul lato della linea è dotato di presa intermedia per il circuito virtuale misto (simplex).

Ramo ricevente comune. L'accoppiamento del ramo ricevente del terminale alla linea in cavo è simile a quello del ramo trasmittente. Le quattro bande di frequenza in arrivo passano entro un equalizzatore per il controllo del guadagno e quindi in un amplificatore a guadagno fisso. L'esistenza dell'equalizzatore per il controllo del guadagno è giustificata dal fatto che l'attenuazione della linea in cavo varia con le temperature e diversamente per le diverse frequenze, mentre il livello d'ingresso all'amplificatore deve essere mantenuto costante.

L'equalizzatore per controllo del guadagno è costituito da quattro maglie di attenuazione regolabili indipendentemente da quattro diverse manopole. Le maglie stesse hanno caratteristiche di attenuazione diverse alle varie frequenze, e precisamente una controlla prevalentemente le frequenze al disotto dei 1000 cicli, la seconda è a caratteristica all'incirca piatta, la terza controlla prevalentemente le frequenze sopra i 10.000 cicli e la quarta le frequenze tra 1000 e 10.000 cicli. Combinando la regolazione delle quattro manopole è possibile ottenere la equalizzazione voluta dei livelli per tutte le frequenze della banda comune (fig. 302).

Il circuito dell'amplificatore comune di ricezione è identico a quello di trasmissione, con guadagno fisso di 50 *db*. Ad esso segue un attenuatore fisso da 10 *db*, che può essere escluso ove occorra un ulteriore guadagno. L'uscita dell'attenuatore a 10 *db* è collegata ai rami riceventi dei quattro canali.

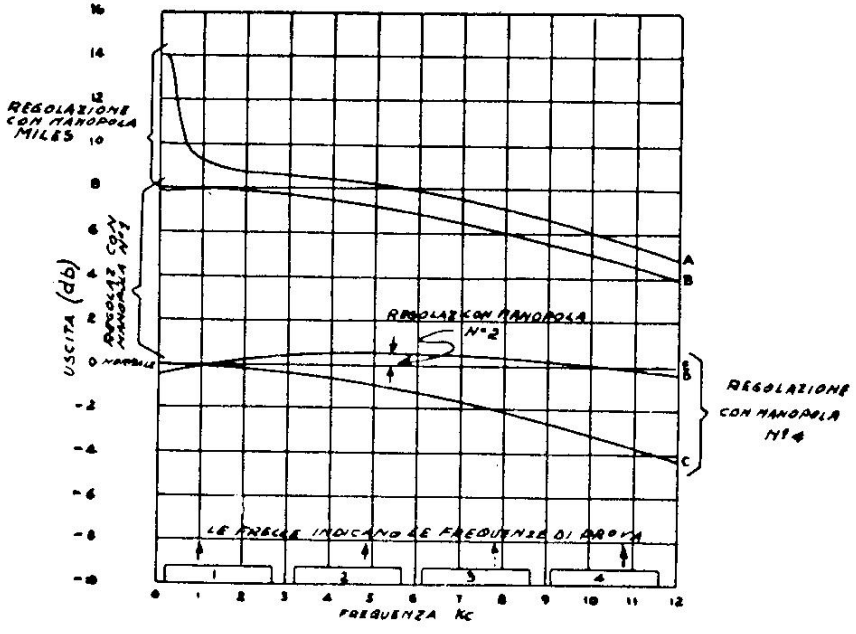


FIG. 302 – *Regolazione dell'equalizzatore nel CF–1 e CF–3.*

Canale 1 - ramo ricevente. Il filtro passabasso 0–2800 cicli del canale 1 preleva dall'uscita del ramo ricevente comune la frequenza del canale 1 e rifiuta il passaggio alle frequenze degli altri tre canali. Segue un'attenuatore da 14,4 *db* che ha il compito di fornire il giusto livello d'ingresso all'amplificatore di ricezione del canale. L'amplificatore a frequenza vocale del ramo fornisce, quindi, il guadagno necessario per ottenere l'equivalente di trasmissione del circuito di — 6 *db*, generalmente desiderato, nel lato a 2 fili della bobina ibrida del canale.

L'amplificatore comprende un unico stadio a reazione con un pentodo VT–116 (6SJ7), con guadagno regolabile da un minimo di 12 *db* ad un massimo di 45 *db* mediante potenziometro. Dopo l'amplificatore, le correnti vocali passano, attraverso la bobina ibrida, nella linea telefonica del centralino o telefono.

Canali 2, 3 e *4 - ramo ricevente.* Differiscono dal ramo ricevente del canale 1 essenzialmente per il fatto che le bande di frequenza entranti debbono essere spostate nella banda della frequenza vocale mediante demodulazione.

I filtri passabanda di ricezione di questi tre canali sono identici a quelli dei corrispondenti rami trasmittenti. Le tre bande di frequenza entrano quindi nei rispettivi rami riceventi di canale, e vi attraversano un attenuatore fisso da 4,2 *db*; quindi vengono immesse nel demodulatore. Tale demodulatore è analogo al modulatore del ramo trasmittente, sia nella costituzione che nella funzione. Combinando la banda di frequenza del canale con la frequenza portante del canale stesso fornitagli dall'oscillatore di canale, si producono due bande laterali di modulazione, una delle quali (quella inferiore) è l'originale banda a frequenza vocale. Un filtro passabasso 0–2800 cicli rifiuta la banda superiore di modulazione, indesiderata e consente il passaggio della sola banda a frequenza vocale.

Per la fedeltà della riconversione nella banda vocale originaria è necessario che gli oscillatori di canale ai due terminali corrispondenti siano in sincronismo. La differenza di frequenza tollerabile non deve superare i 25 cicli. Particolarmente importante è tale sincronismo se il canale viene utilizzato per la trasmissione telegrafica a frequenze portanti vocali.

Dopo la demodulazione la frequenza vocale attraversa l'amplificatore di ricezione del canale, identico a quello del canale 1, e quindi attraverso la bobina ibrida raggiunge la linea telefonica.

d) Dati di esercizio. Se il sistema comprende uno o più ripetitori, il terminale telefonico CF–1–A viene regolato per uscita a 0 *dbm*, disponendo l'attenuatore di trasmissione nella posizione contrassegnata « NORMAL » (6 *db*). Quando invece, non vi sono in linea ripetitori intermedi, si regola l'uscita a 0 *dbm* per lunghezze di cavo spiral–4 fino a 30 miglia, a + 5 *dbm* per lunghezze comprese da 30 a 37,5 miglia ed a + 10 *dbm* per lunghezze comprese tra 37,5 e 45 miglia.

All'atto del primo funzionamento le manopole dell'equalizzatore, nel ramo ricevente, vengono disposte in posizioni prestabilite ed indicate nel Manuale Tecnico dell'apparato, secondo la lunghezza della sezione di amplificazione.

Il potenziometro nel guadagno degli amplificatori di ricezione dei canali nei terminali viene regolato in base all'equivalente (attenuazione totale netta) assegnato al sistema (generalmente — 6 *db*).

L'allineamento del sistema viene effettuato indipendentemente per le due direzioni con l'immissione in linea, al posto della conversazione telefonica, della frequenza di prova (1000 cicli, 1 mW), successivamente sui canali 1, 4 e 2, da parte dei terminali, e regolando le manopole degli equalizzatori ai ripetitori ed al terminale ricevente fino ad ottenere il desiderato livello di uscita, indicato dall'apposito strumento del pannello « misure » dell'apparato. Dato il valore e la potenza della frequenza di prova usati, l'attenuazione totale netta del circuito in *db* è numericamente uguale al livello della frequenza di prova ricevuta nel canale specifico indicato in *dbm* dallo strumento.

L'allineamento dei canali 1, 4 e 2, quando avvenuto, comporta automaticamente l'allineamento del canale 3.

Dopo l'allineamento iniziale, il sistema richiede misure e regolazioni periodiche, per compensare le variazioni dell'attenuazione del cavo dovute alle variazioni di temperatura e per accertare il regolare funzionamento degli apparati. Le variazioni di attenuazone sono massime per il canale 1 e minime per il canale 4 (circa metà). Tenendo conto delle punte stagionali nel periodo di un anno, le variazioni possono risultare anche doppie di quelle giornaliere indicate nella seguente tabella a titolo indicativo per il canale 1:

Lunghezza del sistema (miglia)	Variazioni massime giornaliere di attenuazione (approssimative) per il canale 1	
	Cavo aereo	Cavo sotterraneo
25	2,4 db	0,8 db
50	4,7 db	1,6 db
75	7,1 db	2,4 db
100	9,4 db	3,2 db
150	14,2 db	4,8 db

Le regolazioni giornaliere possono essere eseguite esclusivamente presso i terminali, se il sistema non comprende più di due ripetitori; se il numero di ripetitori è maggiore, una parte dei ripetitori deve intervenire anch'essa per le compensazioni.

251. Il ripetitore CF-3.

a) La figura 303 mostra lo schema a blocchi del ripetitore CF-3-A. Esso è composto di due amplificatori indipendenti, per le due direzioni di trasmissione, ognuno dei quali in serie ad un equalizzatore-regolatore di guadagno.

Il ripetitore comprende un microtelefono per la inserzione e conversazione di servizio nel canale 1. Non dispone di mezzi per conversare negli altri canali. I mezzi di segnalazione ed allarme incorporati nel ripetitore sono identici a quelli del terminale (chiave di segnalazione, chiave di interruzione segnalazione, suoneria).

Le frequenze amplificate sono quelle della banda da 200 ad 11.800 cicli, comprendente i quattro canali del CF-1-A.

Non consente il transito alla chiamata telefonica ordinaria (a 20 periodi), per cui ai terminali deve essere usato il convertitore di chiamata a frequenza vocale.

b) L'apparecchiatura è in cofano ad armadio, con coperchi anteriore e posteriore mobili, sulla cui faccia interna sono riprodotti gli schemi e le indicazioni principali per l'impiego.

Dimensioni d'ingombro:

altezza:	2	piedi	e	10	pollici	(m 0,86)
larghezza:	2	»		4	»	» 0,71)
profondità:	1	»		2	»	» 0,36)

Peso totale: circa 225 libbre (kg 102).

L'alimentazione normale richiede 110 o 220 volt a 50-60 periodi. Può funzionare, in caso di interruzione dell'alimentazione in alternata, con batteria d'accumulatori a 12 volt, con inserzione automatica all'atto dell'interruzione.

Potenza assorbita, in alternata, 30 watt. L'assorbimento di corrente continua con l'alimentazione ad accumulatori è di 3,75 A. circa.

c) *L'ineamenti generali del circuito.* Ognuna delle due direzioni di trasmissione comprende un amplificatore, un equalizzatore-regolatore del guadagno e due bobine ripetitrici costituenti un trasformatore di adattamento impedenza con la linea e di separazione, con presa

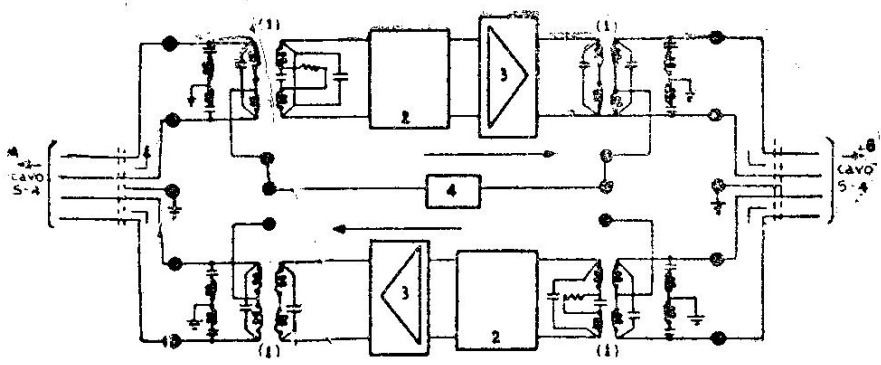


FIG. 303 - *Schemi a blocchi del ripetitore CF-3-A.*

intermedia sull'avvolgimento al lato della linea per il circuito simplex. I due circuiti per le due direzioni sono identici.

Le regolazioni del guadagno nel ripetitore sono effettuate come nel circuito comune ricevente del terminale CF-1-A. Essendo l'amplificatore a guadagno fisso, la compensazione delle variazioni di attenuazione della linea viene effettuata variando l'attenuazione introdotta dall'equalizzatore. Questo è costituito da quattro maglie di attenuazione regolabili indipendentemente ed aventi caratteristiche di frequenza diverse. La prima manopola dell'equalizzatore (MILES) attenua maggiormente le frequenze al disotto di 1000 cicli; la seconda manopola (contrassegnata col numero 1) ha caratteristica piatta; la terza manopola (contrassegnata col numero 4) attenua le frequenze più elevate della banda; la quarta manopola (contrassegnata col numero 2) attenua le frequenze centrali. Combinando opportunamente la regolazione delle quattro manopole (fig. 302) è possibile regolare il livello d'ingresso all'amplificatore uniformemente per tutta la banda di frequenza. La regolazione si effettua in modo da ottenere, con la frequenza di prova in linea nei vari canali successivamente, sempre 0 *dbm* all'uscita del ripetitore. (Il livello dell'uscita è indicato sullo strumento del pannello misure del ripetitore). Nei modelli più recenti il pannello misure comprende due attenuatori da 5 e 10 *db*, consentendo così di regolare il livello dell'uscita anche a + 5 *dbm* ed a + 10 *dbm*.

L'amplificatore è costituito da due stadi di amplificazione impieganti rispettivamente il pentodo VT-116 (6SJ7) ed il tetrodo a fascio

VT–107–A (6V6GT), come l'amplificatore del ramo ricevente comune nel terminale CF–1–A, e con guadagno fisso di 50 *db*.

Il circuito di segnalazione ed allarme, utilizzante uno dei due circuiti simplex consentiti dal cavo spiral–four, oltre alle segnalazioni di servizio consente l'allarme automatico in caso di interruzione della linea in cavo (suono continuo della suoneria).

d) Dati di esercizio. All'atto del primo allineamento del sistema il ripetitore quand'è il suo turno, deve procedere alla regolazione del livello della sua uscita, mentre il terminale invia la frequenza di prova sui canali 1, 4 e 2 successivamente. La regolazione viene effettuata manovrando opportunamente le manopole dell'equalizzatore–regolatore del guadagno, fino ad ottenere l'uscita prescritta (0, oppure + 5 oppure + 10 *dbm*) in tutte le tre prove. Le regolazioni sono fatte indipendentemente per le due direzioni di trasmissione.

Salvo i casi di sistemi con più di due ripetitori, il ripetitore non viene interessato alle regolazioni quotidiane per compensare le escursioni termiche della linea.

252. I convertitori di chiamata EE-100 ed EE-101.

a) I tipi di convertitori di chiamata EE–100 ed EE–101 generalmente non vengono distribuiti come parte a sè stante, ma come componente principale del complesso per la chiamata « RINGER SET TC–24 ». Tale complesso consente la chiamata telefonica nei canali a frequenza vocale ed a frequenza portante che non ammettono le correnti di chiamata ordinarie (a 16–$^3/_4$ od a 20 periodi) generate dai telefoni o centralini. Il complesso fornisce i mezzi per la chiamata a frequenza vocale per due canali di sistemi a frequenze portanti o per due linee corredate di ripetitori telefonici. Naturalmente, occorre un complesso TC–24 a ciascuna estremità del circuito telefonico.

La corrente di chiamata a bassa frequenza inviata da centralino o telefono provoca l'invio in linea, da parte del convertitore di chiamata, di una corrente a 1000 cicli interrotta 20 volte al secondo (1000/20 cicli). Essendo questa corrente approssimativamente di ampiezza e frequenza uguale a quella delle correnti vocali, essa può percorrere la stessa via delle correnti telefoniche e godere delle medesime amplificazioni, ecc. Il convertitore di chiamata corrispondente, al terminale di arrivo, reagisce alla ricezione della corrente 1000/20 cicli generando per il centralino o telefono rispettivo la corrente di chiamata a bassa frequenza normale.

I componenti principali del RINGER SET TC–24 sono:

— 1 convertitore di chiamata tipo EE–101, *oppure* 2 tipo EE–100;
— 2 batterie d'accumulatori a 6 volt con relativo cofano;
— accessori diversi.

Differenza sostanziale tra il tipo di convertitore di chiamata EE–100 ed il tipo EE–101 è nel fatto che:

— il tipo EE–100 fornisce la chiamata per 1 circuito telefonico soltanto;

— il tipo EE–101 fornisce la chiamata per 2 circuiti telefonici, e quindi è sufficiente per equipaggiare di chiamata a frequenza vocale due circuiti o canali.

b) Pesi, dimensioni ed alimentazione:

— Convertitore di chiamata EE–100:

Dimensioni: 21–¼″ × 16$^1/_4$″ × 11–$^5/_8$″ × (cm 54 × 41 × 29).

Peso: 100–110 libbre (secondo i modelli) (kg 45–50).

Alimentazione: 110 ÷ 125 volt o 220 ÷ 250 volt a 50–60 periodi: assorbimento 30 watt. Oppure, con batteria d'accumulatori a 12 volt; assorbimento 2,5 A. È provvisto di inserzione automatica della batteria d'accumulatori, in caso di interruzione dell'alimentazione in alternata.

— Convertitore di chiamata EE–101:

Dimensioni: 21–¼″ × 14–3/4″ × 11–$^5/_8$″ (cm 54 × 38 × 29).

Peso: 95 libbre (kg 43).

Alimentazione: come il tipo EE–100, con solo un assorbimento di corrente continua leggermente superiore (3,2 A.) nel funzionamento con batteria d'accumulatori a 12 volt.

c) Prestazioni complessive. L'oscillatore in entrambi i tipi di convertitore di chiamata fornisce alla linea una corrente di chiamata a frequenza vocale 1000/20 cicli ad un livello tra 0 e — 3 *dbm* (su impedenza di 600 ohm). Il circuito ricevente ad alta frequenza ha una sensibilità sufficiente a consentire il funzionamento su linee con attenuazione di 30 *db* a 1000 cicli (limite convenzionale della telefonicità). È dotato di commutatore di portata, che può ridurre detta portata a 20 *db* ove è sufficiente una sensibilità minore; con ciò si contribuisce ad impedire falsi funzionamenti in ricezione per effetto delle frequenze vocali a 1000 cicli contenute nella conversazione e per l'interferenza da altre linee e canali.

La chiamata tra il convertitore ed il telefono o centralino, nel lato a bassa frequenza può avvenire regolarmente per resistenze del dop-

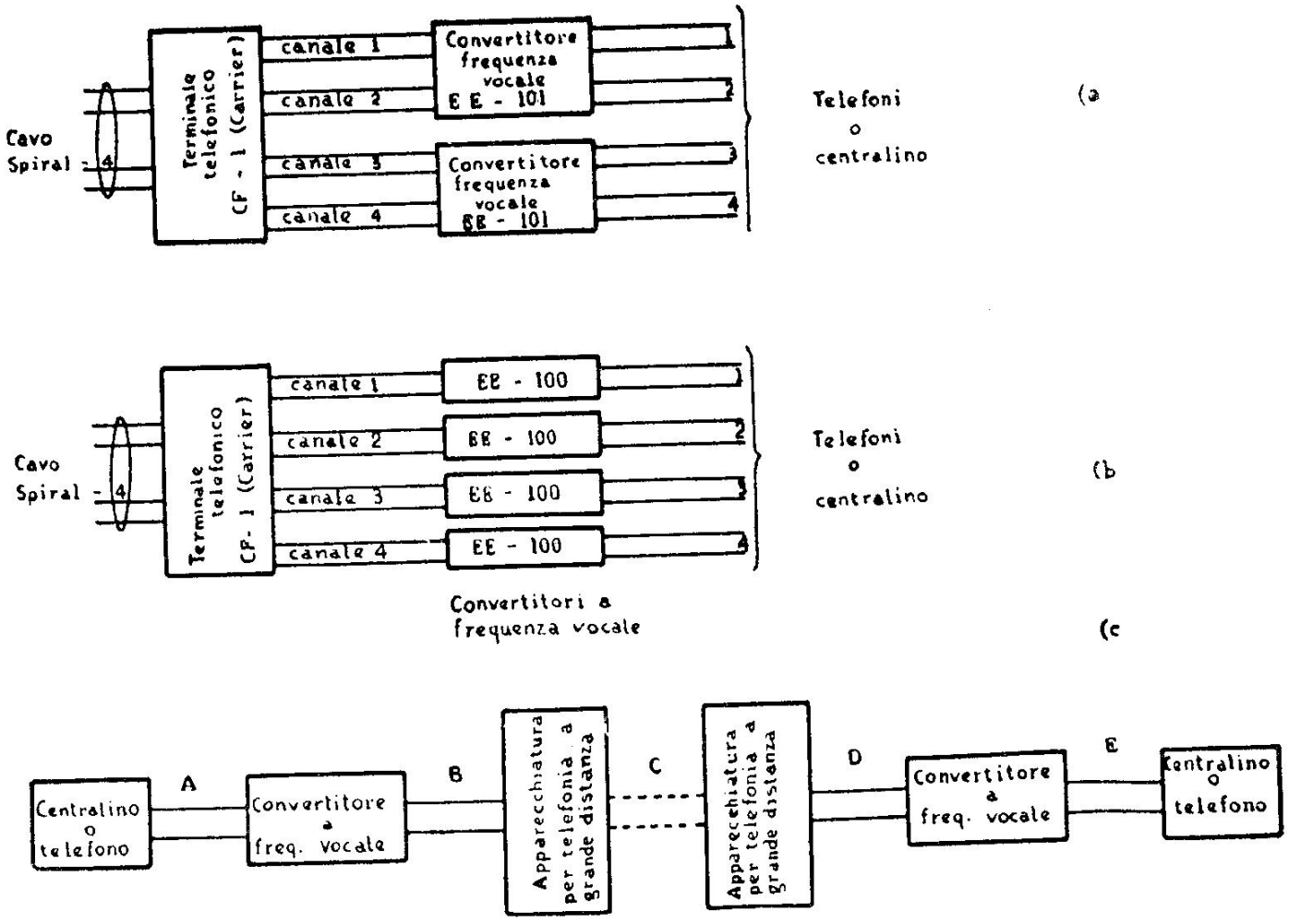


FIG. 304 - *Modalità di inserzione dei convertitori di chiamata EE–100 ed EE–101.*

N O T A

La resistenza ohmica dei tratti A ed F deve essere inferiore ad 800 ohm.

Eventuali organi ed apparati inseriti nei tratti A ed E devono presentare bassa impedenza.

L'attenuazione totale tra i due telefoni o centralini A ed E non deve superare 30 *db* a 1000 cicli.

pino fino ad 800 ohm, purchè presso il telefono o centralino la corrente di chiamata sia generata con una tensione di almeno 75 volt.

Alla fig. 304 sono indicate schematicamente le modalità di inserzione in linea dei due tipi di convertitore di chiamata.

Avvertenza – Questi tipi di convertitori di chiamata *non* funzionano con chiamata da parte dei centralini a 50 o 60 periodi (frequenza della rete).

d) Lineamenti del circuito interno. Le differenze di circuito tra i tipi EE–100 ed EE–101 sono irrilevanti, salvo il fatto che il tipo EE–100 possiede un solo ramo ricevente a bassa frequenza ed un solo ricevente a 1000 cicli, servendo una sola linea, mentre il tipo EE–101 possiede due rami riceventi a bassa frequenza e due rami riceventi a 1000 cicli.

La figura 305 riporta lo schema a blocchi del circuito per una linea, cioè un solo ramo a bassa frequenza ed uno a 1000 cicli.

Ramo ricevente a bassa frequenza. Questo ramo è posto stabilmente in derivazione al circuito percorso dalla conversazione telefonica, ma introduce perdite trascurabili per le correnti vocali, grazie alla elevata impedenza presentata a tali correnti da una bobina di induttanza in serie all'inizio del ramo, che funge da filtro a bassa frequenza. Subito a valle di tale bobina un ponte raddrizzatore ad ossido provvede a raddrizzare la corrente di chiamata a bassa frequenza ricevuta, eccitando, con la sua uscita a corrente continua, un relè che provoca la commutazione dei contatti a sinistra dello schema, isolando il ramo ad alta frequenza e collegando l'uscita del ramo a bassa frequenza all'ingresso del CF–1. Inoltre l'eccitazione di tale relè provoca l'entrata in funzione dell'oscillatore a 1000/20 cicli, collegandolo contemporaneamente alla linea verso il CF–1.

L'oscillatore è costituito da un tetrodo a fascio 6V6GT con due circuiti risonanti–parallelo: uno dei circuiti oscilla a 1000 cicli e l'altro a 20 cicli. I circuiti sono combinati in modo che quello a 20 cicli controlli le oscillazioni dell'altro a 1000 cicli. Di conseguenza, le oscillazioni a 20 cicli del 2° circuito provocano l'entrata in funzionamento 20 volte al secondo del circuito oscillante a 1000 cicli, ed in linea viene immessa una frequenza di 1000 cicli interrotta 20 volte al secondo.

Al cessare della corrente di chiamata a bassa frequenza, il relè azionato dal circuito ricevente (raddrizzatore a ponte) della bassa frequenza si diseccita, l'oscillatore cessa di funzionare, venendogli tolta l'alimentazione di placca e viene staccato dalla linea, ed i contatti di commutazione a sinistra dello schema ritornano nella posizione di riposo in cui sono disegnati nello schema stesso.

Ramo ricevente ad alta frequenza. In questo ramo sono impiegati tre pentodi 6SJT.

Il ramo è posto in derivazione stabile sul percorso della conversazione telefonica. All'ingresso del ramo un circuito regolato alla risonanza a 1000 cicli funge da filtro e provoca il massimo trasferimento delle tensioni a 1000 cicli alla griglia della prima valvola, che funziona da amplificatrice. La 2ª valvola funziona da rivelatrice, raddrizzando le componenti a 1000 cicli ed a 20 cicli fornitele dalla 1ª valvola (l'interruzione della corrente di 1000 cicli 20 volte al secondo equivale alla presenza di una componente a 20 cicli nella chiamata a frequenza vocale). Però nel circuito di placca della rivelatrice un condensatore pone in cortocircuito verso massa la componente a 1000 cicli, alla quale presenta bassa reattanza, lasciando in circuito solo la componente (raddrizzata) a 20 cicli. Questi 20 cicli raddrizzati ma non spianati vengono applicati alla griglia della terza valvola, amplificatrice a 20 cicli, che così fornisce la bassa frequenza per la chiamata del centralino o telefono. Una parte dell'uscita di tale ultima valvola viene raddrizzata da un ponte ad ossido e provoca l'eccitazione di un relè che aziona i contatti disegnati a destra nella figura 305, per cui la linea verso il centralino o relè viene collegata al ramo ricevente alta frequenza, e l'ingresso del ramo ricevente a bassa frequenza viene isolato. Tale relè è regolato con un leggero ritardo, ad evitare che le correnti vocali a 1000 periodi contenute nella conversazione provochino chiamate erronee.

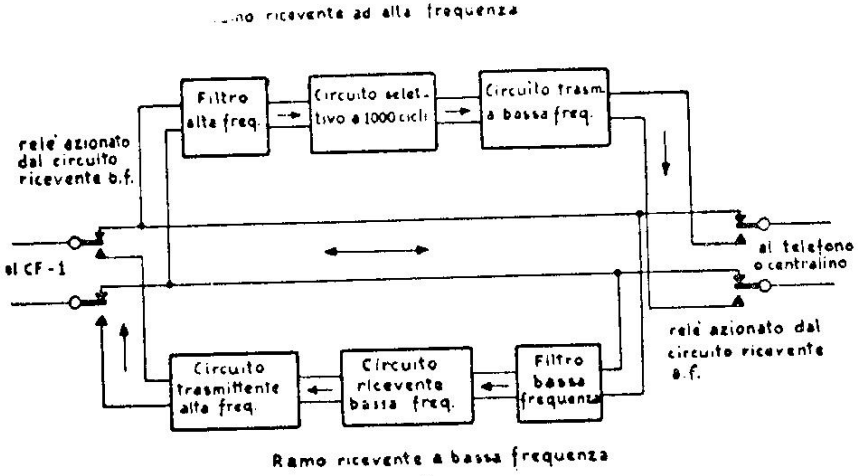


FIG. 305 – *Schema a blocchi del convertitore di chiamata EE-100.*

253. Il terminale telegrafico CF-2.

a) Il terminale telegrafico CF–2 consente di ottenere un sistema telegrafico di quattro canali a frequenza vocale portante, impiegando 8 frequenze comprese nella banda da 500 a 2050 cicli.

Il sistema realizza la trasmissione nei due sensi utilizzando per ogni canale telegrafico due differenti frequenze per le due direzioni di trasmissione.

Il terminale è costruito per il funzionamento in connessione col terminale telefonico CF–1 ed il sistema S–4. Nell'ambito di questo sistema il CF–2 viene collegato su base 2 fili al CF–1, come si trattasse di un telefono, salvo il fatto che presso il CF–1 non occorre il convertitore di chiamata a frequenza vocale per il canale su cui viene collegato il CF–2.

Il tipo CF–2–A differisce dal CF–2–B essenzialmente per essere costituito da due cofani ad armadio, anzichè da uno soltanto. Le prestazioni generali ed i circuiti interni sono sostanzialmente uguali. I due tipi possono essere interconnessi senza alcun provvedimento speciale Differenza notevole è il fatto che il tipo CF–2–B consente anche di essere collegato su base a 4 fili.

Oltre che in connessione al CF–1, il CF–2 può essere utilizzato da solo in qualsiasi circuito a 2 fili (od a 4 fili per il CF–2–B) che presenti le caratteristiche di un buon circuito telefonico. Il circuito stesso può essere anche corredato di amplificazione telefonica.

Con due terminali telegrafici CF–2–B a ciascuna estremità di un circuito a 4 fili si possono ottenere otto canali telegrafici a due vie. In questo caso tutte le 8 frequenze portanti vengono trasmesse su entrambe le coppie, in direzioni di trasmissioni opposte. La massima attenuazione totale netta ammissibile tra due terminali CF–2 corrispondenti è di 25 *db*. Le correnti portanti vengono generalmente immesse in linea al livello di — 10 *dbm*; però con la manovra di una manopola è possibile innalzarne il livello fino a 0 *dbm*, per il caso delle massime portate.

Quando il CF–1 ed il CF–2 sono installati insieme, va usato il livello di trasmissione più basso (— 10 *dbm*); però il CF–2 può essere in località diversa dal CF–1, a condizione che tra di essi non vi siano più di 8 *db* di attenuazione. Quando l'attenuazione totale netta tra i due terminali telegrafici corrispondenti supera i 15 *db*, va usato il livello di trasmissione più elevato (0 *dbm*).

Il CF–2 è predisposto per il funzionamento con i diversi tipi di doppino di connessione alle telescriventi tramite le unità di linea, i centralini telescriventi od i ripetitori telegrafici. Il doppino di ogni canale comprende un commutatore (manopola LOOP) che può essere disposto in modo da fornire la terminazione appropriata agli apparati telegrafici all'estremità opposta del doppino. È possibile il funzionamento in semi-duplice (trasmissione e ricezione con un unico doppino) ed in duplice (trasmissione con un doppino e ricezione con un altro doppino). I canali telegrafici del CF–2 consentono il regolare funzionamento delle telescriventi a velocità di 60 o 75 parole al minuto primo (368 o 460 caratteri al minuto, con le telescriventi americane).

Dimensioni d'ingombro:

— per il CF–2–B
Altezza 66″ (cm 198)
Larghezza 27–$^1/_8$″ (cm 69)
Profondità 19″ (cm 48)
Peso: 575 libbre (kg 269).

Alimentazione (per entrambi i tipi): 115 o 220 volt ± 10 %), a 50–60 periodi.

(Non possono funzionare a corrente continua). Potenza assorbita circa 275 watt.

b) *Disposizione generale dei circuiti.*

La figura 306 mostra la disposizione dei circuiti a frequenza portante nell'ambito del CF–2. La terminazione dei canali telegrafici indicata nella figura è quella per circuiti in duplice, in cui la trasmissione dei segnali alla stazione telescrivente avviene col doppino di ricezione e la ricezione dei segnali della stazione stessa col doppino di trasmissione.

Il doppino di trasmissione è collegato al relè di trasmissione del ramo trasmittente del canale, il quale comprende anche un oscillatore che genera la corrente portante. Questa corrente portante viene interrotta dal relè di trasmissione, producendo gli impulsi telegrafici. Completano il ramo trasmittente un attenuatore da 10 *db* e un filtro passa-banda.

Il ramo ricevente del canale contiene un filtro passa-banda di ricezione ed un amplificatore-rivelatore, che converte gli impulsi a frequenza portante in impulsi di corrente continua, i quali eccitano il relè di ricezione. Quest'ultimo provoca l'invio nel doppino di ricezione degli impulsi stessi.

Il CF–2 impiega due frequenze diverse per ogni canale, una per la trasmissione e l'altra per la ricezione. Le quattro frequenze impiegate in ciascuna direzione sono adiacenti e distanziate di 170 cicli. Si ha quindi, un gruppo di 4 frequenze più alte, ed un gruppo di 4 frequenze più basse.

Il terminale può essere disposto in modo da utilizzare il gruppo delle frequenze più basse per la trasmissione e delle più alte per la ricezione, o viceversa, coordinandosi col terminale corrispondente.

Coordinando opportunamente i gruppi di frequenza utilizzati in ricezione e trasmissione da ciascun terminale, con quattro CF–2 (due

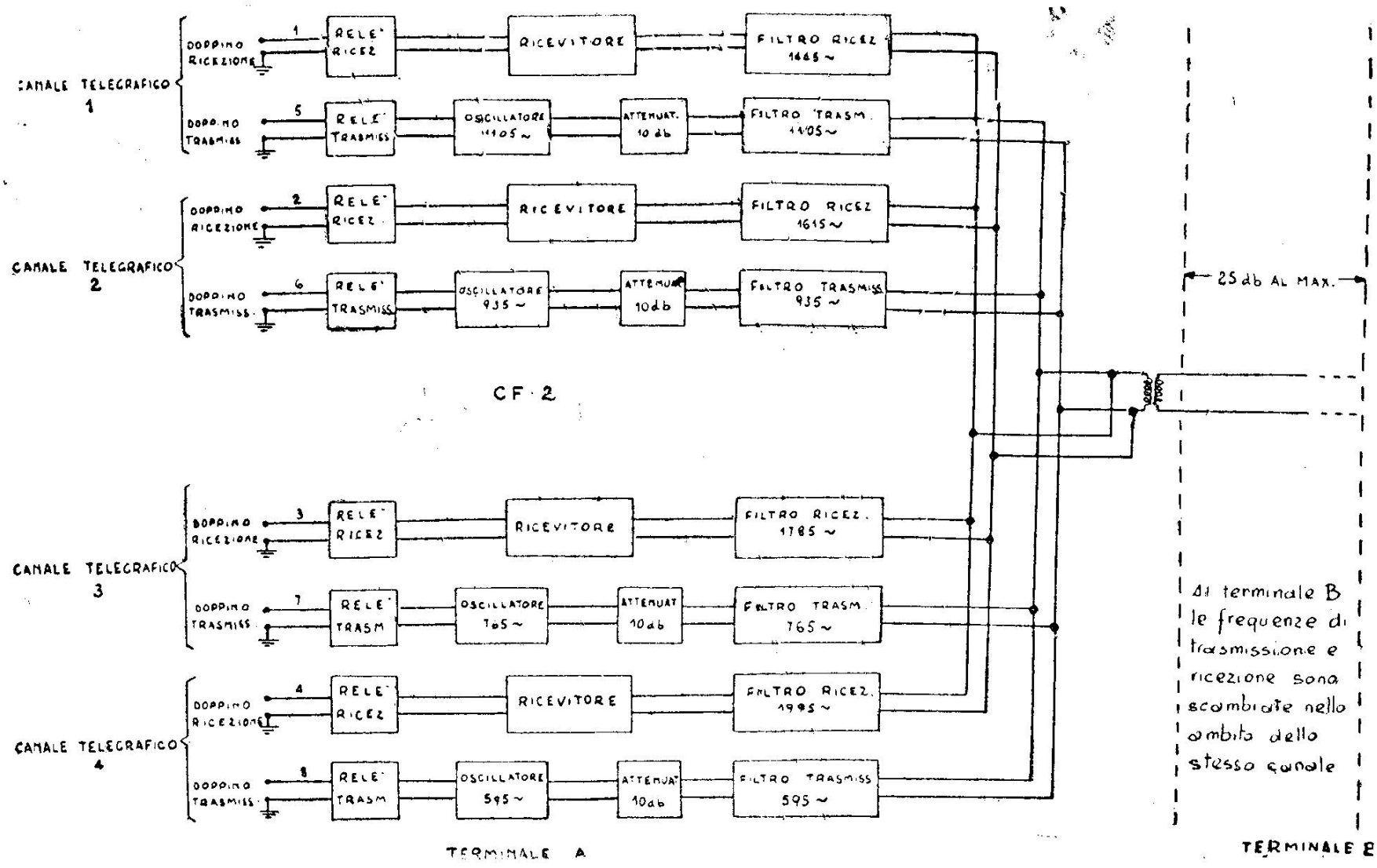


FIG. 306 - *Schema a blocchi dei circuiti di canale nel CF-2.*

per ciascun estremo) è possibile stabilire un sistema ad 8 canali, mediante una linea a 4 fili; in questo caso viene utilizzata una coppia per ciascuna direzione di trasmissione e nelle due direzioni vengono utilizzate tutte le otto frequenze portanti.

c) Scelta della terminazione adatta al circuito telescrivente.

I canali telegrafici forniti nell'ambito del CF–2 sono a due vie, cioè per servizio in duplice. I circuiti telescriventi da allacciare ai diversi canali possono essere di tipi diversi; presso il CF–2 le manopole LOOP dei singoli canali consentono, opportunamente disposte, di fornire la terminazione corretta ai vari tipi di circuito telescrivente possibili.

Le posizioni di tale manopola rendono possibile adeguare la terminazione ai seguenti *quattro tipi* e *due metodi* di funzionamento dei circuiti telescriventi, variamente combinati:

NEUTRAL (*corrente semplice*), in cui al segnale di riposo (Marking) corrisponde *corrente* ed al segnale di lavoro (*Spacing*) corrisponde « *non corrente* ». La polarità della batteria verso la linea può essere + o — ad un estremo, ed opposta all'altro estremo, se il servizio è in duplice. Le terminazioni per funzionamento in corrente semplice del CF–2 richiedono il negativo della batteria verso la linea all'estremità opposta del circuito.

POLAR (*corrente doppia*), in cui al segnale di riposo (Marking) corrisponde corrente in una direzione, ed al segnale di lavoro (Spacing) corrente nella direzione opposta. I valori assoluti delle due correnti sono approssimativamente uguali.

POLARENTIAL (*polarenziale*), in cui ad un estremo del circuito si applicano due polarità opposte ed uguali in valore assoluto, corrispondentemente ai segnali « di riposo » e « di lavoro » (estremità polare) ed all'altra estremità (differenziale) si collega la linea alla terra per gli impulsi « di riposo » ed al positivo per gli impulsi « di lavoro ».

HALP–DUPLEX (*semiduplice*), in cui è consentita la comunicazione in entrambe le direzioni del circuito, ma solo in una direzione alla volta, utilizzando un solo filo con ritorno a terra, od un doppino interamente metallico.

FULL–DUPLEX (*duplice*), in cui si impiegano due circuiti ad una via, per le due direzioni opposte di trasmissione, ognuna con propria batteria. Con questo metodo non si può disporre di una copia locale del telescritto trasmesso.

Per collegamenti diretti alle telescriventi campali il metodo più usato è in *corrente semplice – semiduplice*, con circuito misto.

d) Circuito interno.

Circuito trasmittente. I principali elementi di un circuito trasmittente (ramo trasmittente di un canale) sono visibili nella parte inferiore dello schema alla figura 307. Il circuito comprende un oscillatore che può fornire a volontà una delle due frequenze assegnate al canale, azionando il controllo apposito. Il circuito oscillante è costituito dall'avvolgimento 1–4 del trasformatore T5, dai condensatori C17 e C33 la frequenza più bassa, e dei condensatori C34 ..... C50 per la frequenza più alta. La tensione alternata che si manifesta tra gli estremi dell'avvolgimento 1–4 di T5 viene applicata alla griglia della valvola V5, tramite il condensatore C15. La tensione applicata alla griglia viene amplificata dalla valvola ed una parte della tensione amplificata viene restituita al circuito oscillante (reazione) attraverso il condensatore per sostenere l'oscillazione. Le oscillazioni aumentano di ampiezza fino a quando le escursioni della tensione di griglia divengono sufficienti a provocare il passaggio di corrente di griglia durante una parte positiva del ciclo. Allora, la corrente di griglia attraversando la resistenza R33, fornisce un'autopolarizzazione negativa che limita l'amplificazione rendendo costante l'uscita dell'oscillatore.

La tensione alternata che compare tra la placca della valvola ed il circuito oscillante provoca il passaggio di corrente alternata attraverso l'avvolgimento 1–2 del trasformatore T6. Questo avvolgimento è in serie alle resistenze R36 ... R51 che formano un potenziometro. La presa intermedia su tale potenziometro è disposta in sede di fabbricazione in modo da ottenere il livello corretto della corrente portante all'uscita del filtro di trasmissione.

La corrente portante che passa attraverso l'avvolgimento 3–6 del T6 viene modulata dal relè SEND (di trasmissione), che ripete i segnali inviati dalla stazione telescrivente. Quando il relè chiude il contatto di riposo M, la resistenza R35 è posta in cortocircuito e di conseguenza circola il livello massimo di corrente portante. Quando l'ancoretta del relè è a mezza via tra i contatti M ed S, la R35 è in serie dell'avvolgimento R6 di T6 ed il livello della corrente portante nella linea cade 6 *db* al disotto di quello che presentava con segnale di riposo. Quando il relè chiude il contatto S (di lavoro), T6 risulta in cortocircuito e non viene trasmessa corrente portante in linea.

L'azione del relè di trasmissione produce la trasmissione di impulsi approssimativamente quadrati di corrente portante, corrispondenti agli intervalli « di riposo ». Se venisse trasmessa una serie di intervalli « di riposo » e « di lavoro » alternati, oltre alla frequenza portante, all'uscita sono presenti anche frequenze laterali, superiori ed inferiori, prodotti di modulazione, corrispondenti alle armoniche dispari della frequenza corrispondente ai Baud della trasmissione telegrafica. Tali bande laterali, od armoniche dispari della frequenza fondamentale

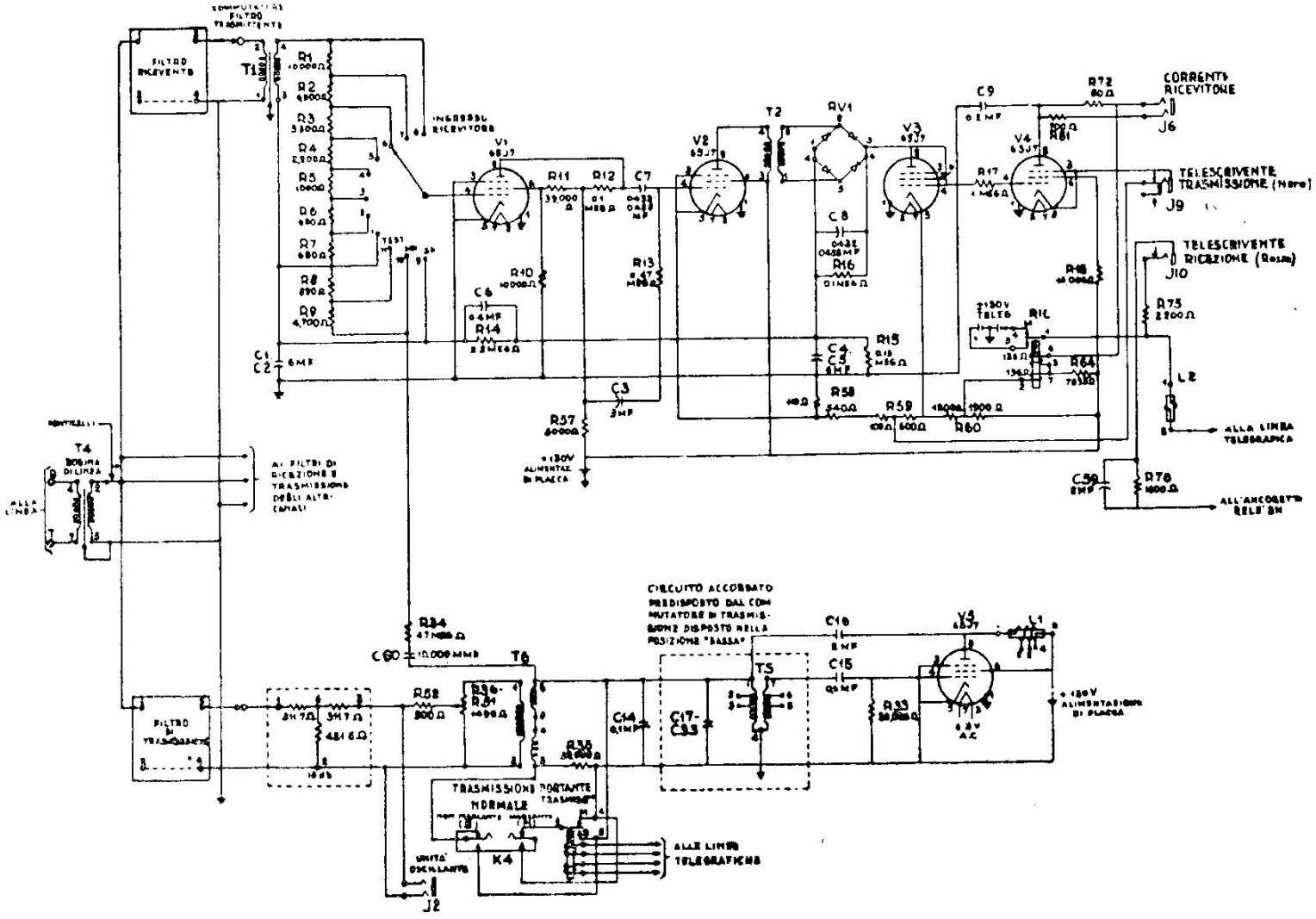


FIG. 307 – *Schema dei circuiti di ricezione e tramissione del CF–2.*

NOTA

M = Marking (riposo)

S = Spacing (lavoro)

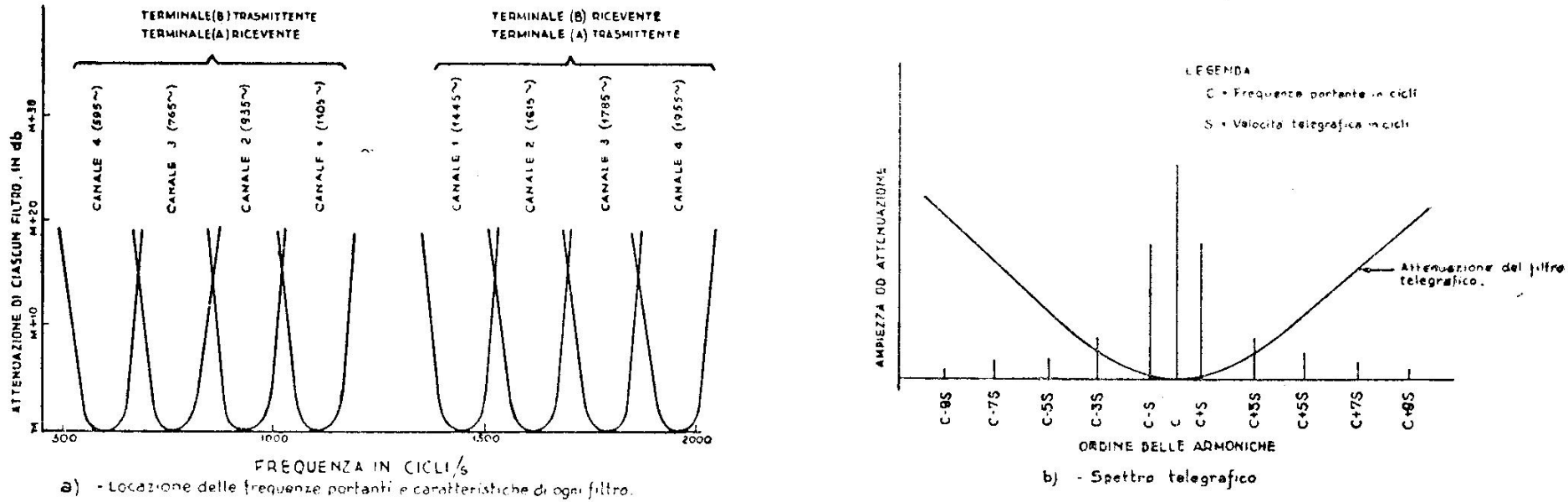


FIG. 308 – *Locazione frequenze e caratteristiche filtri nel CF–2.*

(50 Baud corrispondono a 25 periodi al secondo) decrescono in ampiezza allontanandosi dal valore della fondamentale.

Il filtro di trasmissione sopprime la parte di queste armoniche non indispensabili alla buona trasmissione del segnale, impedendone l'interferenza con i canali adiacenti (fig. 308). Il filtro è dotato di un commutatore che consente di disporlo per la frequenza più alta o più bassa, come l'oscillatore. Automaticamente con questa manovra anche il filtro di ricezione dello stesso canale risulta regolato sulla frequenza corretta.

L'attenuatore N1, da 10 *db*, è inserito tra il trasformatore T6 ed il filtro di trasmissione quando l'attenuazione interposta tra i due CF–2 corrispondenti non supera i 15 *db*, e viene escluso quando tale attenuazione è superiore, o comunque occorra un livello di trasmissione superiore. Con attenuatore escluso l'uscita in linea è di circa 0 *dbm* (1 milliwatt su impedenza di 600 ohm); con attenuatore inserito, l'uscita è di — 10 *dbm*.

Circuito ricevente. I principali elementi di un circuito ricevente (ramo ricevente del canale telegrafico) sono riportati nella parte superiore dello schema alla figura 307. Tali elementi sono:

— la bobina di linea (trasformatore) T4;
— il filtro passabanda di ricezione;
— il trasformatore d'ingresso T1, che innalza la tensione ed isola galvanicamente il resto del circuito dalla bobina di linea;
— il commutatore d'ingresso, REC INPUT, che consente la regolazione manuale della sensibilità del rilevatore–amplificatore;

— la valvola amplificatrice V1 funzionante con polarizzazione variabile;

— la valvola amplificatrice V2, funzionante con polarizzazione fissa;

— il trasformatore d'uscita T2, che accoppia l'uscita di V2 al varistore–raddrizzatore RV1;

— il ponte di elementi raddrizzatori ad ossido di rame RV1, che raddrizza gli impulsi amplificati di corrente portante;

— la valvola V3, avente lo scopo di generare una polarizzazione variabile, di controllo, che viene immessa nella griglia della V1;

— la valvola V4, amplificatrice degli impulsi di corrente continua forniti dal raddrizzatore ad ossido di rame;

— una maglia di resistenza e condensatori, nella quale viene prodotta la polarizzazione di regolazione per le precedenti valvole V4 e V3, allo scopo di mantenere rigorosamente costante il valore della corrente di eccitazione del relè di ricezione;

— il relè polare di ricezione, REC, azionato dalla corrente di placca della valvola V4, che riproduce i segnali telegrafici ricevuti.

Relè polare di ricezione. Ogni canale comprende tre relè polari, e cioè quelli di trasmissione (SEND e REC, fig. 307), e quello di interruzione (BK, da « Break »). La funzione di quest'ultimo relè è principalmente di consentire la formazione della terminazione, presso il CF–2, conservando la possibilità di trasmettere l' « interruzione » (Break). Nelle telescriventi americane, ciò consente all'operatore della telescrivente ricevente, in un circuito semiduplice, di riprendere il controllo del circuito sospendendo la trasmissione della telescrivente lontana mediante una « Interruzione » (Break) della linea.

Sono tre relè costruttivamente uguali, a due avvolgimenti da circa 136 ohm aventi lo stesso numero di spire e con lo stesso effetto magnetizzante, a parità di corrente, sul circuito magnetico. Se la corrente che circola in uno degli avvolgimenti del relè è uguale in valore, ma in direzione opposta a quella nell'altro avvolgimento, l'effetto magnetizzante è nullo e l'ancoretta rimane in posizione indifferente. Con questa disposizione si ottiene una elevata sensibilità, poichè il relè funziona con 1,2 mA tra le correnti di direzione opposta nei due avvolgimenti, e l'eliminazione di un grado notevole di distorsione telegrafica.

Telescrivente locale. Ogni canale telegrafico del CF–2 consente l'inserzione di una telescrivente locale, cioè installata presso il CF–2, per corrispondere con una od entrambe le stazioni telegrafiche fruenti del canale. Per tale inserzione e collegamenti vengono utilizzati i jack PRINTER REC–RED, REC–BLK, e la chiave contrassegnata PRINTER, con le due posizioni SEND LOOP e SEND CARR (fig. 307).

254. Apparecchiature supplementari del sistema « spiral-four ».

a) Il terminale telefonico CF–1 ed il ripetitore CF–3, componenti del « sistema 100 miglia spiral–four completo » funzionano su base a 4 fili e pertanto non possono utilizzare direttamente una semplice coppia di linea aerea, ove questa sia disponibile. Tale utilizzazione è resa possibile dalle seguenti apparecchiature supplementari:

1) il Traslatore Ibrido CF–7 (Carrier Hybrid), che consente di passare dal funzionamento a 4 fili fisici a quello a 2 fili bilanciati. È costituito essenzialmente da una forchetta telefonica, con le prestazioni intrinsecamente limitate che tale dispositivo presenta nei sistemi a frequenze portanti (fig. 310);

2) il Convertitore a Frequenze Direzionali CF–4 ed il Ripetitore a Frequenze Direzionali CF–5, che consentono di passare dal funzionamento a 4 fili fisici a quello a 4 fili equivalenti (detto anche a 2 fili con bande direzionali). Con queste apparecchiature si provvede alla traslazione delle frequenze del CF–1 dalla banda 200 ÷ 11.600 cicli in quella 20.850 ÷ 32.250 cicli per una delle direzioni di trasmissione, mentre nella direzione opposta le frequenze del CF–1 vengono lasciate nella locazione primitiva. La separazione nel circuito a 2 fili delle due direzioni di trasmissione viene effettuata mediante filtri.

Nei paragrafi seguenti le apparecchiature stesse sono descritte in dettaglio.

b) *Il Traslatore Ibrido CF–7 (Carrier Hybrid).*

1) Il traslatore « Carrier Hybrid CF–7 » ha lo scopo di consentire l'utilizzazione di una linea a 2 fili con il terminale telefonico CF–1 od il ripetitore telefonico CF–3, entrambi costruiti per il funzionamento a 4 fili. Il CF–7, in unione al CF–1 ed al CF–3 consente di ottenere da una linea a 2 fili i quattro circuiti telefonici a due vie, più i due circuiti telegrafici a corrente continua con ritorno a terra normalmente ottenuti con l'uso del cavo spiral–four.

L'impiego normale del CF–7 è su linee aeree; tuttavia può essere utilizzato con particolari avvertenze anche il cordoncino W–143 od una coppia del cavo spiral–four.

Non richiede alimentazione elettrica. È montato entro cofano di legno, delle dimensioni di cm 47 × 24 × 20; peso totale kg 22.

2) Il buon funzionamento di un sistema a 2 fili bilanciati richiede che la linea sia di costruzione uniforme, con conseguente uniformità nella impedenza caratteristica. Tale uniformità riguarda il diametro ed il materiale del filo, il distanziamento tra i due fili nell'ambito di una sezione di amplificazione, l'assenza di tratti in cavo, ecc. Qualche tratto in filo diverso od in cavo alle estremità della sezione di ampli-

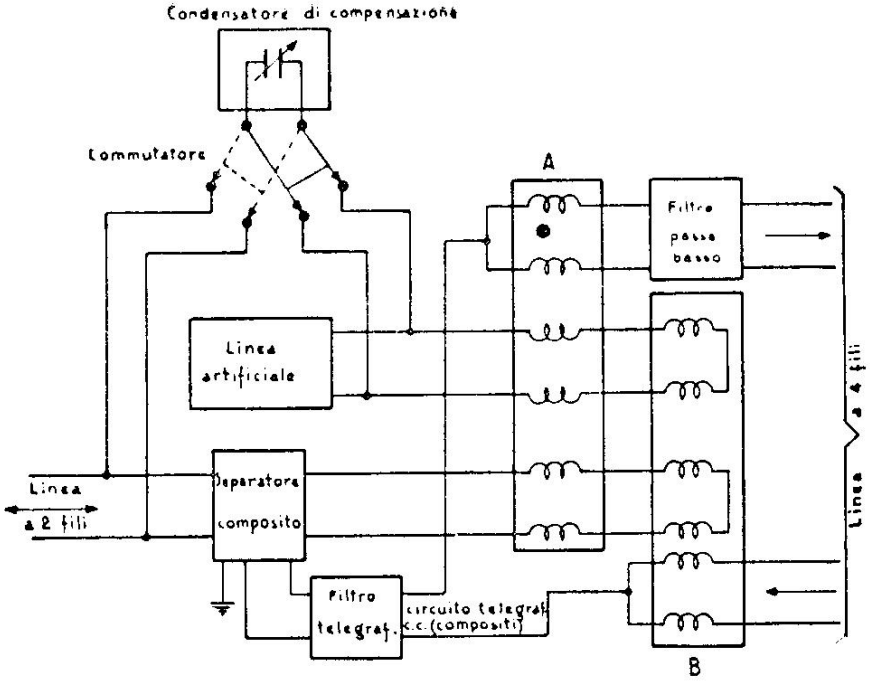


FIG. 309 - *Schema semplificato del traslatore ibrido CF-7.*

FIG. 310 - *Schema di inserzione del traslatore ibrido CF-7.*

ficazione può rientrare nelle possibilità di bilanciamento del CF-7, a condizione che la loro impedenza caratteristica sia stabile rispetto alle condizioni climatiche. I tratti di cavo o filo diverso inseriti nella parte centrale della sezione di amplificazione generalmente non consentono il bilanciamento stabile.

È preferibile che il CF-7 sia installato adiacente ad un CF-1 o CF-3; tuttavia può essere ammesso anche un collegamento con cavo spiral 4 tra il CF-7 ed il CF-1 o quando necessario, tenendo presenti la maggiori difficoltà di bilanciamento che insorgono.

3) *Bilanciamento.* La distanza tra i ripetitori nel sistema a 2 fili bilanciati generalmente va determinata basandosi sulla ottenibilità del bilanciamento della linea mediante la linea artificiale del CF-7.

Per la stima preventiva del bilanciamento ottenibile prima dell'impianto del sistema, valgono le seguenti regole approssimate:

— se la linea è aerea di costruzione sufficientemente uniforme, con modesti tratti di cavo d'entrata ma nessun tratto in cavo intermedio, pochi o nessun cavallotto, nessun cambio sostanziale in tipo di filo o di distanza tra i fili nell'ambito di una sezione di amplificazione, è possibile un bilanciamento di 25 *db*;

— se la linea aerea comprende vari tipi di filo e varie distanze, con qualche tratto intermedio in cavo, non va prevista la possibilità di un bilanciamento maggiore di 20 *db*, ed in qualche caso anche meno;

— se la linea è in cavo pupinizzato, può essere ottenuto un bilanciamento di 15 *db*.

La tabella in figura 311 fornisce alcuni dati di previsione basati sulle regole di cui sopra, oltre al significato convenzionale della misura di « bilanciamento ».

4) Oltre alla possibilità di bilanciamento, nella determinazione della lunghezza della sezione di amplificazione e del sistema intervengono anche le possibilità di diafonia. In una stessa palificazione solo un sistema S-4 generalmente, può essere installato con buoni risultati, od al massimo due sistemi S-4 utilizzando le due coppie più distanti tra di loro, poichè vengono usate le stesse frequenze in entrambe le direzioni di trasmissione. Per lo stesso motivo, un cavo spiral-4 non può essere utilizzato per due sistemi, uno per coppia.

Generalmente la diafonia impedisce anche di poter utilizzare una medesima palificazione contemporaneamente col CF-7 e col sistema CF-4 (Convertitore).

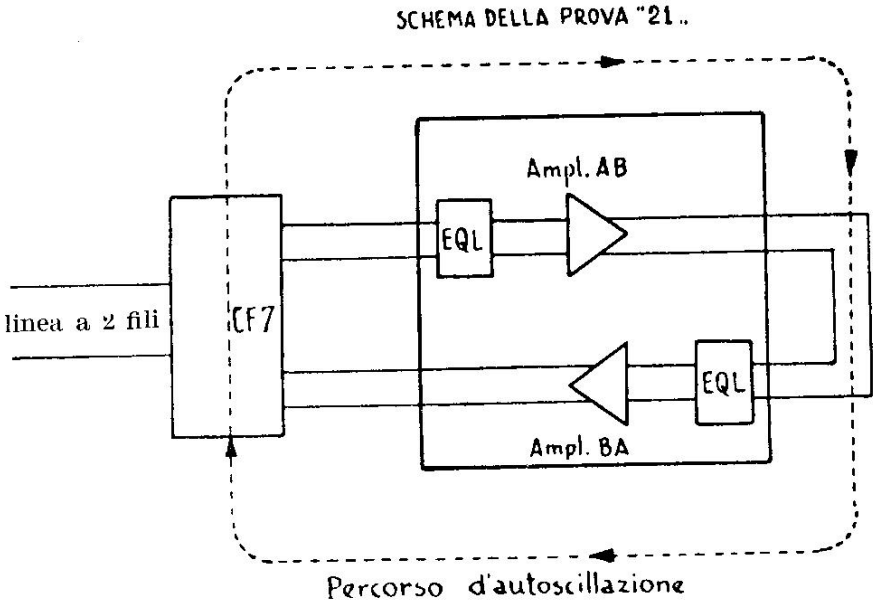
La diafonia generalmente non impedisce la coesistenza sulla stessa palificazione di circuiti a frequenza vocale, anche amplificati, e del sistema CF-7.

La rumorosità generalmente non riveste importanza per il CF-7. Però la diafonia dovuta ad altri sistemi a frequenza portante con locazione di frequenza diversa ed i battimenti delle frequenze dei sistemi

TIPO DI LINEA	Lunghezza della sezione di amplificazione, in miglia							
	Attenuazione totale netta di 6 db						Attenuazione totale netta di 30 db	
	per bilanciamento di 20 db			per bilanciamento di 25 db			per bilanc. di 20 db	per bilanc. di 25 db
	nessun ripetitore	1 ripetitore	3 ripetitori	nessun ripetitore	1 ripetitore	3 ripetitori	nessun ripetitore	nessun ripetitore
Aer. 080 rame-ac. 40 %	57	43	34	65	57	48	125	134
» 104 » »	87	65	52	97	83	70	191	201
» 128 » »	125	94	75	135	116	97	275	285
» 080 rame	118	88	70	131	113	95	259	272
» 104 »	167	125	100	185	155	135	367	380
» 128 »	200	150	120	210	180	150	440	450
» 165 »	241	181	144	246	210	173	530	535
				per bilanciamento di 15 db				
1 coppia in cavo CC–358 (spiral–four)				16	11	7	23	
Cordoncino W–143 non pupinizzato e con equalizzazione speciale				12	10	9	42	

Nota – Il « *bilanciamento* » espresso in *db* è una misura convenzionale indicante il grado di precisione con cui l'impedenza della linea artificiale nel traslatore ibrido è stata resa uguale a quella della linea in tutte le frequenze della banda usata. Meno perfetta è la regolazione dell'impedenza della linea artificiale, e più presto, aumentando il guadagno, si raggiunge il punto fischiante, cioè la condizione di autoscillazione del sistema (accoppiamento tra le due direzioni di trasmissione).

Per controllare l'efficienza del bilanciamento ci si avvale del ripetitore o terminale adiacente al CF–7, costituendo il circuito di prova seguente, denominato prova 21.



La somma del guadagno in *db* ai quali possono essere regolati gli amplificatori AB e BA del CF–3, più circa 4 *db* corrispondenti all'attenuazione introdotta dal CF–7 rappresentano la misura del *bilanciamento*. Per tale misura nel caso del CF–7, si usa la frequenza di 10,8 kc. Naturalmente durante tale misura, il guadagno del ripetitore o terminale adiacente viene ridotto il più possibile, per escludere la possibilità di un secondo percorso di auto-oscillazione.

FIG. 311 – *Determinazione dei limiti di utilizzazione del Traslatore Ibrido CF–7.*

telegrafici a frequenze portanti con i residui di frequenze portanti convogliati da altre coppie della palificazione, rappresentano cause di rumorosità da tenere in considerazione. Tuttavia il rumore risultante non può essere eccessivo se la diafonia con i sistemi portanti che ne sono causa è bassa.

5) *Circuito interno.* Lo schema semplificato del circuito è riportato alla figura 309.

Le correnti provenienti dalla linea a 2 fili attraversano il separatore composito e raggiungono le bobine traslatrici costituenti il traslatore ibrido propriamente detto. Il separatore composito ha lo scopo di separare le correnti telegrafiche subacustiche dalle correnti portanti. Insieme al separatore composito il CF–7 comprende due filtri del disturbo telegrafico, uno per ciascuno dei circuiti a corrente continua, per ridurre il disturbo della manipolazione telegrafica sul canale 1.

Il dispositivo ibrido(forchetta) è costituito dalle due bobine traslatrici *A* e *B*.

L'energia proveniente dalla linea a 2 fili produce tensioni uguali negli avvolgimenti di *A* e di *B*. Dato che le due coppie di avvolgimenti interessanti la linea artificiale sono collegati in modo da essere percorsi da correnti in senso contrario, il circuito della linea artificiale non viene interessato e l'energia si ripartisce in parti uguali tra la linea trasmittente e quella ricevente sul lato a 4 fili. La parte immessa sulla linea ricevente viene bloccata al ripetitore o terminale telefonico successivo, mentre quella della linea trasmittente prosegue.

L'energia che proviene dalla linea ricevente nel lato a 4 fili induce tensioni uguali sugli avvolgimenti della linea a 2 fili e su quelli della linea artificiale, nell'ambito della bobina *B*. Nell'ambito della bobina *A*, però, le correnti degli avvolgimenti della linea a 2 fili e quelle degli avvolgimenti della linea artificiale (percorsi in senso inverso) annullano reciprocamente la propria azione induttiva sugli avvolgimenti della linea trasmittente nel lato a 4 fili, che non viene interessata. Naturalmente ciò avviene solo quando l'impedenza della linea artificiale è esattamente uguale a quella della linea di ricezione. Se ciò non si verifica per tutte le frequenze di funzionamento, le due f.e.m. indotte agli avvolgimenti della linea di trasmissione non sono più uguali e contrarie, ed una parte dell'energia in arrivo ritorna all'origine. Tale condizione tende a produrre l'autoscillazione (fischio).

Il valore del *bilanciamento*, espresso in *db*, indica con quale approssimazione le due impedenze sono state rese uguali, (maggior numero di *db* di bilanciamento corrisponde a più esatta regolazione).

La linea artificiale comprende due elementi regolabili, rispettivamente per la correzione della bassa frequenza (regolazione grossolana) e per la correzione su tutta la banda (regolazione fine).

Il condensatore di compensazione è in realtà un complesso di condensatori che, variamente disposti, consentono di fornire capacità comprese tra 0 e 0,085 microfarad, a scatti molto piccoli. Esso può essere disposto in parallelo alla linea a 2 fili ed alla linea artificiale, o rimanere escluso. La sua funzione principale è il controllo della reattanza della linea alle frequenze più elevate. Se la reattanza della linea è più negativa di quanto possa esserlo quella del correttore a bassa frequenza nella linea artificiale, il condensatore di compensazione va collegato alla linea artificiale, nel caso inverso, lo si collega alla linea.

6) *Prestazioni.* Il CF–7 introduce una attenuazione di circa 4 *db* praticamente uniforme su tutta la banda di funzionamento, da 200 a 12.000 cicli. Di conseguenza nella sezione di amplificazione ove sono inseriti due CF–7, si ha un guadagno massimo disponibile inferiore di 8 *db*. Questa non è, però, una limitazione importante salvo il caso di sezioni di amplificazioni molto lunghe.

Il guadagno massimo di un CF–3, quando corredato di due CF–7 e con impedenze di 600 ohm, è di 16,5 *db* a 1000 cicli e di 29,5 *db* a 10,8 kc.

Il guadagno massimo di un CF–1 è tale che il suo strumento indica 0 *dbm* all'uscita del suo amplificatore di ricezione quando l'ingresso al CF–7, dal lato a 2 fili, è di circa — 20 *dbm* a 1000 cicli e di — 33,5 *dbm* a 10,8 kc.

L'impedenza presentata verso il lato a 2 fili dal CF–7 è di circa 600 ohm per tutta la banda di frequenza usata.

c) Il Convertitore a Frequenze Direzionali CF–4 ed il Ripetitore a Frequenze Direzionali CF–5.

1) Il Convertitore CF–4 ed il Ripetitore CF–5, che rappresentano il principale componente della Stazione convertitrice TC–33 e della Stazione ripetitrice TC–37 rispettivamente, sono stati costruiti per l'impiego nell'ambito del sistema telefonico a frequenze portanti basato sul terminale CF–1–A (sistema « spiral–four »).

Il CF–4 e CF–5 consentono il funzionamento di tale sistema utilizzando una coppia in linea aerea non pupinizzata.

Il convertitore CF–4 viene installato in linea nel punto in cui si passa dal funzionamento a 4 fili a quello a 2 fili. Alla figura 312 sono riportati alcuni schemi di possibili utilizzazioni.

Nella linea a 2 fili vengono usate in una direzione di trasmissione le frequenze da 200 ad 11.600 cicli (quelle stesse del CF–1), e nella direzione opposta le frequenza da 20.850 a 32.250 cicli (fig. 313). L'impiego del CF–2 in connessione al CF–1 può continuare impregiudicato; inoltre il sistema del convertitore fornisce anche 2 circuiti telegrafici subacustici (compositi), utilizzati analogamente ai 2 circuiti telegrafici simplex del CF–1, e cioè uno per le segnalazioni di servizio e l'allarme, l'altro per il servizio telegrafico propriamente detto.

I dispositivi di guadagno e di equalizzazione sono adeguati sia per linee in rame che in rame–acciaio (Copperweld). La distanza massima permessa tra il convertitore ed il ripetitore adiacente dipende dal tipo

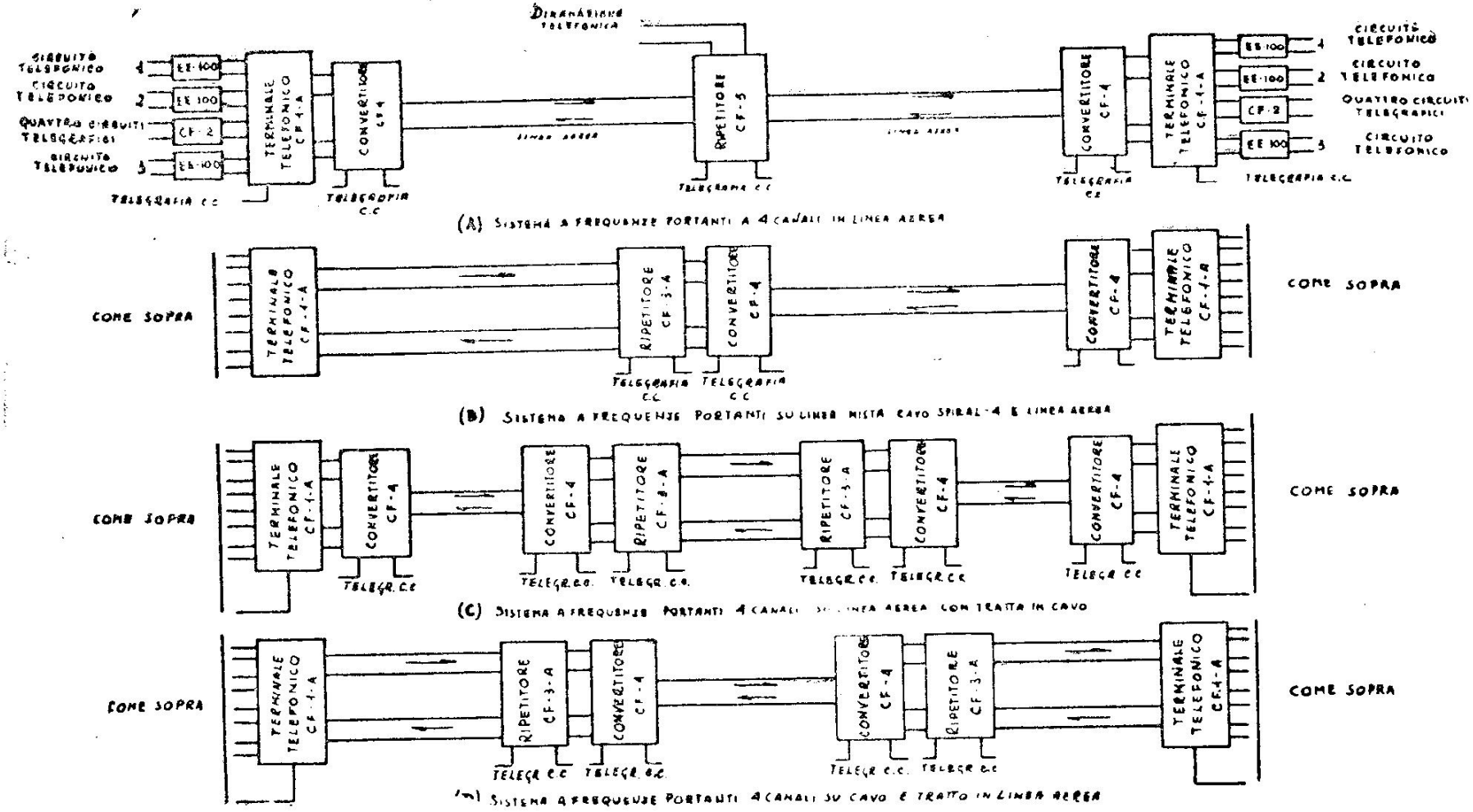


FIG. 312 – *Schema di inserzione del CF-4 e CF-5.*

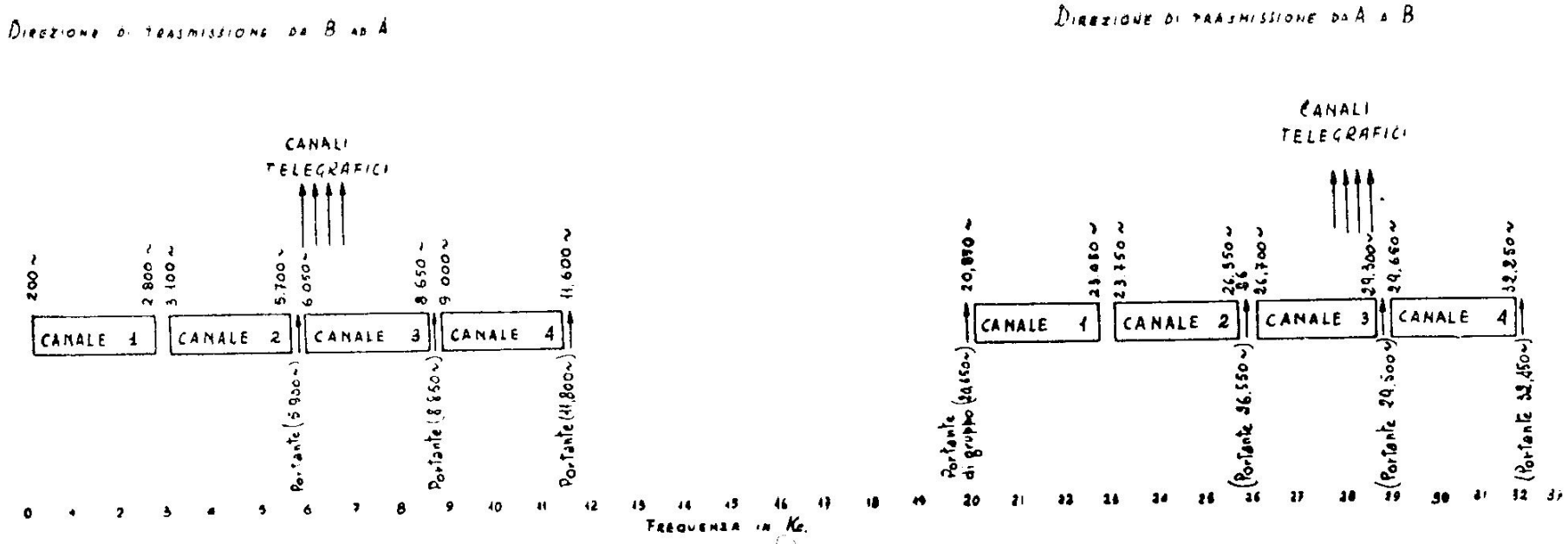


FIG. 313 – *Locazione frequenze sistema CF–4/CF–5.*

e diametro del filo, dalle condizioni di rumore e di diafonia e dalla lunghezza totale del sistema; inoltre influisce lo schema delle trasposizioni della linea, quando sulla medesima palificazione debbono funzionare più sistemi a frequenze portanti.

In genere, quando viene utilizzata palificazione di tipo regolamentare U.S.A. od equivalente, coordinando opportunamente i livelli è possibile utilizzare tutte le coppie per sistemi a frequenze portanti. Su questo tipo di linea sono ottenibili circuiti con equivalente di 6 *db* della lunghezza di 400 miglia, e per 9 *db*, della lunghezza di 800 miglia.

In altri tipi di palificazioni con sistema di trasposizioni meno efficiente, generalmente risulta possibile porre in funzione almeno un sistema, purchè non comprendano tratti in capo pupinizzato.

Il convertitore deve essere installato possibilmente adiacente al CF–1 od al CF–3 rispettivo; comunque, ove ciò non risulti possibile, il tratto di cavo spiral–four interposto non conviene superi un miglio di lunghezza, ad evitare complicazioni di regolazione ed aumento di rumore.

Il guadagno del convertitore e del ripetitore va regolato manualmente all'atto dell'installazione e variato periodicamente per compensare le variazioni di temperatura esterna (come il CF–1).

Il ripetitore CF–5 consente la derivazione di un telefono sul canale 1, con linea breve; per l'estrazione regolare di circuiti (caduta di circuiti) lungo il percorso, è necessario invece disporre del CF–1.

Convenzionalmente in un sistema i due convertitori si contraddistinguono rispettivamente con le lettere *A* e *B* a seconda che trasmettono nella direzione *AB* o nella direzione *BA*. Mediante la manovra di un unico commutatore il CF–4 può essere predisposto per funzionare da convertitore *A* oppure da convertitore *B*.

2) *Pesi, dimensioni ed alimentazione elettrica.*

Peso totale:

— per il CF–4, libbre 280 (kg 130)
— per il CF–5, libbre 380 (kg 175).

Ingombro:

— per il CF–4: 2′ × 1′5″ × 4′1 ½″ (cm 61 × 43 × 125)
— per il CF–5: 2′ × 1′7″ × 5′5–¼″ (cm 61 × 48 × 165).

Alimentazione:

115 oppure 230 volt 50–60 periodi.

30 watt di potenza assorbita per il CF–4 45 watt di potenza assorbita per il CF–5. Entrambi possono funzionare anche con batteria a 12 volt durante brevi interruzioni dell'alimentazione in alternata.

Corrente continua assorbita:

3,5 A per il CF–4; 4,5 A per il CF–5. Inserimento automatico della batteria in entrambi.

3) *Lineamenti del circuito CF–4.* Alla figura 314 è riportato lo schema a blocchi del convertitore, disposto in modo da poter funzionare nella posizione *A*.

Un terminale telefonico CF–1–A, od un ripetitore CF–3–A trasmette al convertitore un livello di potenza di 0 *dbm*, sulla coppia per la trasmissione in direzione *AB*. Tale coppia termina, all'interno del convertitore, in un dispositivo di drenaggio e protezione. Quindi, un attenuatore fisso da 24 *db* riduce il livello al valore adatto per la modulazione, ed un filtro passabasso sopprime le frequenze superiori ad 11.600 cicli. La banda passata dal filtro va quindi a modulare la frequenza portante di 20.650 cicli generata dall'oscillatore del convertitore stesso. Il modulatore è del tipo ad ossido, analogo al CF–1, con soppressione della portante. Segue un filtro passa banda, che delle due bande di modulazione lascia transitare solo la superiore, da 20.850 a 32.250 cicli. Tale banda viene successivamente amplificata ed immessa nella linea a 2 fili tramite un filtro direzionale (passa alto).

L'uscita può essere regolata da + 18 *dbm* a — 17 *dbm*, a scatti di 5 *db*; di norma viene regolata a + 13 *dbm*. Le uscite superiori servono per aumentare la lunghezza del sistema quando non si usano ripetitori; le uscite inferiori, quando occorre il coordinamento con altri sistemi a frequenza portante funzionanti sulla medesima palificazione.

Nel ramo ricevente del convertitore entra la banda di frequenza da 200 a 11.600 cicli, prelevata dalla linea a 2 fili dal filtro direzionale (passabasso) del ramo stesso. Tale banda viene amplificata e quindi fatta proseguire verso il CF–1 o CF–3 a cui il CF–4 è aggregato.

Completano il convertitore i dispositivi per due circuiti telegrafici compositi ed i circuiti di misura.

Nel caso di un convertitore *B* (cioè predisposto per la posizione *B*), nel ramo trasmittente viene utilizzata la banda 200–11.600 amplificandola senza modulazione, immettendola poi nella linea aerea a 2 fili al livello normale di + 10 *dbm* (con possibilità di variarla da + 15 a — 20 *dbm*); nel ramo ricevente viene prelevata dalla linea aerea a 2 fili la banda da 20.850 a 32.250 cicli, demodulata (cioè nuovamente modulata con la portante di 20.650 cicli, e successiva soppressione della banda superiore di modulazione), amplificata ed avviata al CF–1 o CF–3 adiacente.

4) *Lineamenti del circuito del CF–5.* Alla figura 315 è riportato lo schema a blocchi del ripetitore CF–5. Esso si compone di due circuiti amplificatori indipendenti, uno per la direzione *AB* (da 20.850 a 32.250 cicli) e l'altro per la direzione *BA* (da 200 ad 11.600 cicli).

Le frequenze che arrivano da *A* vengono selezionate da un filtro passaalto, che consente il passaggio di quelle al disopra di 20.850 cicli. Segue un equalizzatore, che corregge la diversità di attenuazione entro la banda, e quindi la banda stessa viene amplificata fino al livello di + 13 *dbm*, per la trasmissione verso *B* tramite il filtro direzionale (passaalto) di uscita. I due filtri direzionali d'ingresso e d'uscita sono identici.

Le frequenze che arrivano da *B* vengono selezionate da un filtro direzionale passabasso (al disotto di 11.600 cicli), ed analogamente, equalizzate, amplificate al livello di + 10 *dbm*, ed inviate verso *A* tramite un secondo filtro direzionale passabasso identico.

Il massimo guadagno ottenibile dal ripetitore nella direzione *AB* è di 35 *db* a 21.650 cicli: nella direzione *BA* è di 37 *db* a 10.800 cicli.

A ciascun lato del ripetitore è disposto il complesso per telegrafia subacustica (composita) consentendo il funzionamento di due circuiti telegrafici a corrente continua, uno per segnalazione ed allarme e l'altro per regolare servizio telegrafico.

Completano l'apparecchiatura i consueti circuiti di misura, ed i mezzi per consentire all'operatore di ascoltare e conversare sul canale 1 (ciò è ottenuto con un modulatore ed un oscillatore nella direzione *AB*, poichè in tale direzione la banda del canale 1 è trasposta a 20.850–23.450 cicli). Utilizzando questi stessi mezzi, è possibile derivare dal CF–4 una breve linea telefonica sul canale 1; il livello di trasmissione su tale linea derivata è di — 22 *dbm*.

d) Sistemi a frequenza portanti per impianti fissi militari.

1) I sistemi a frequenze portanti per impianti permanenti adottati dalle forze armate U.S.A. sono il tipo H ed il tipo C, con apparecchia-

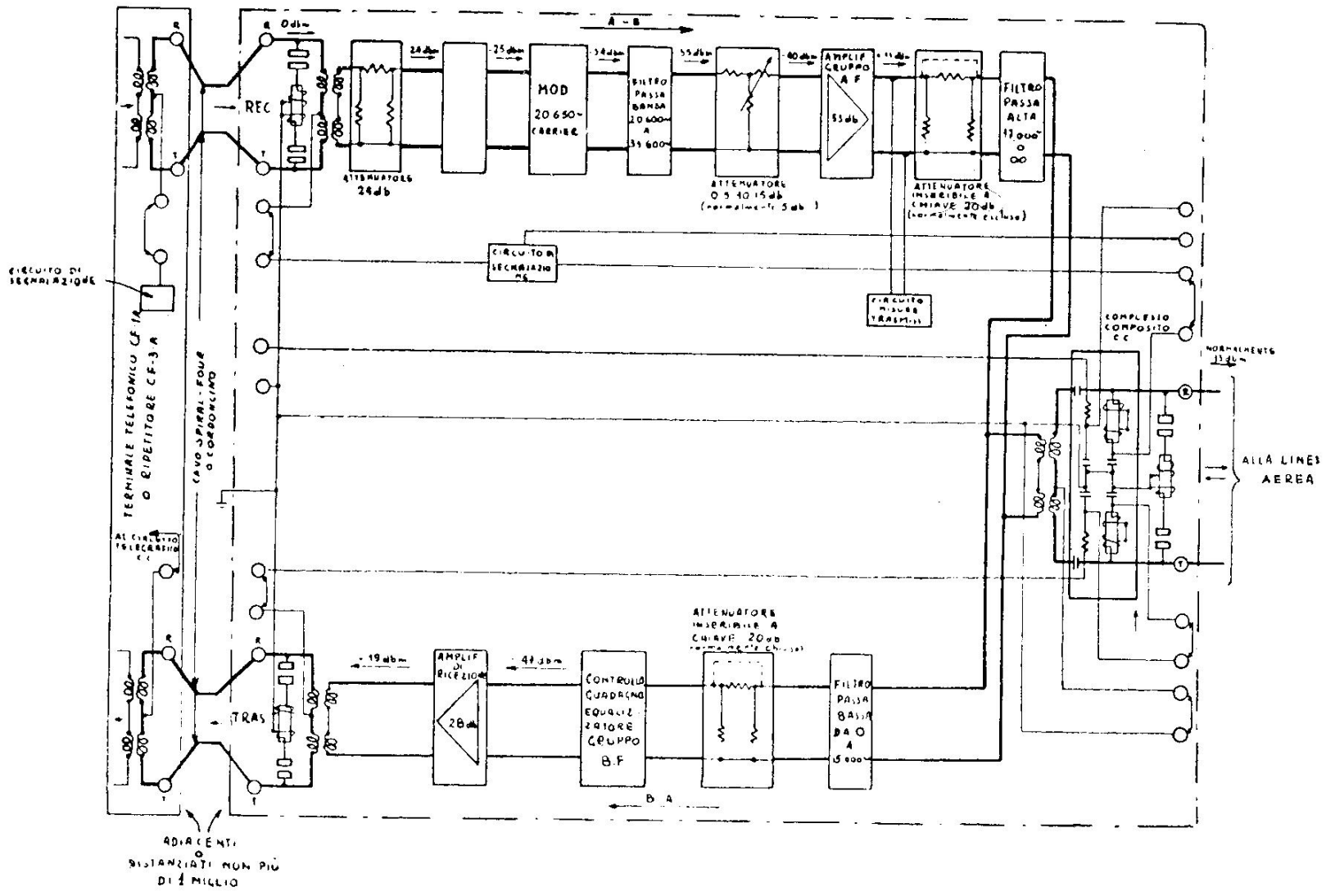


FIG. 314 - *Schema a blocchi del CF-4.*

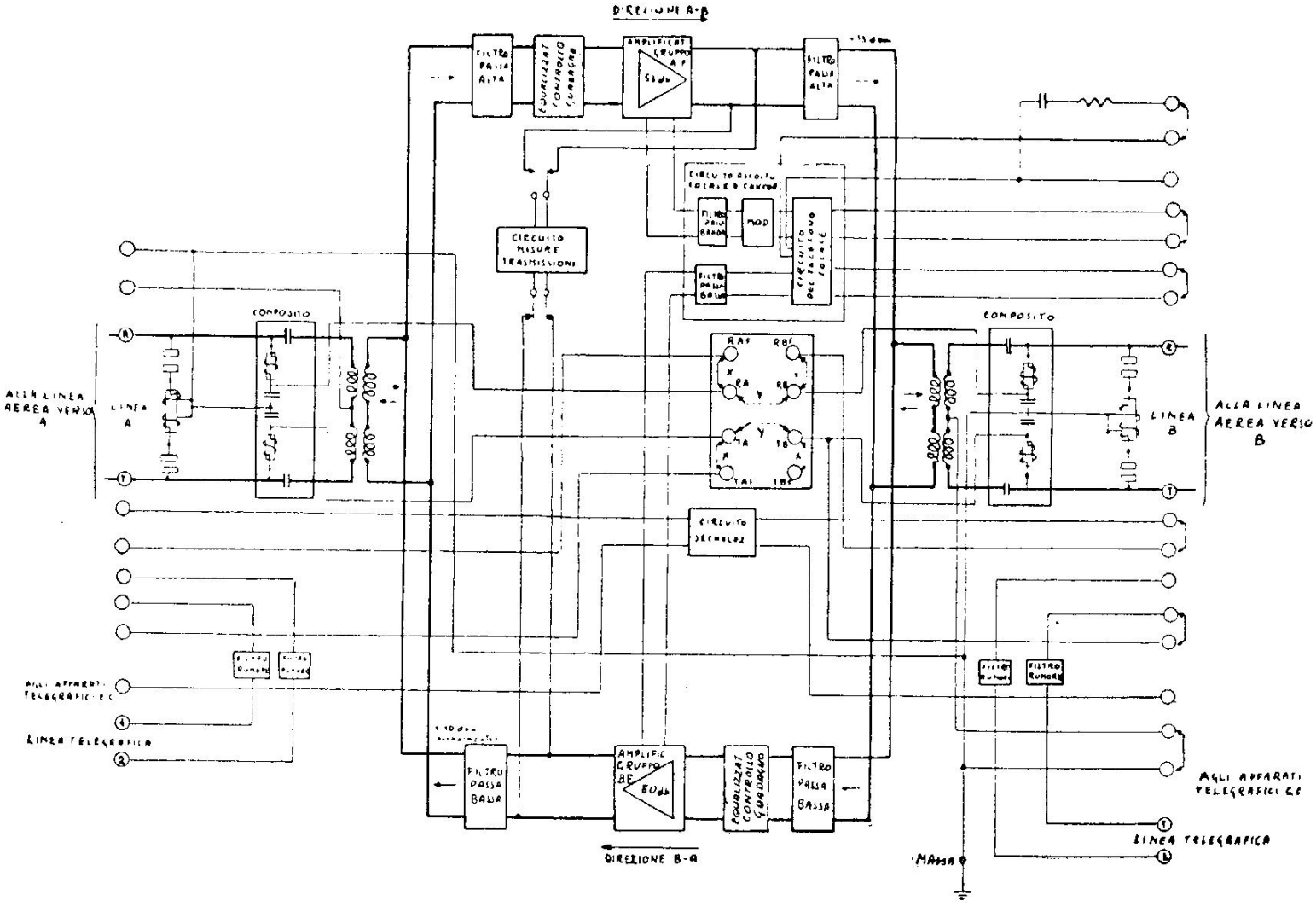


FIG. 315 - *Schema a blocchi del CF-5.*

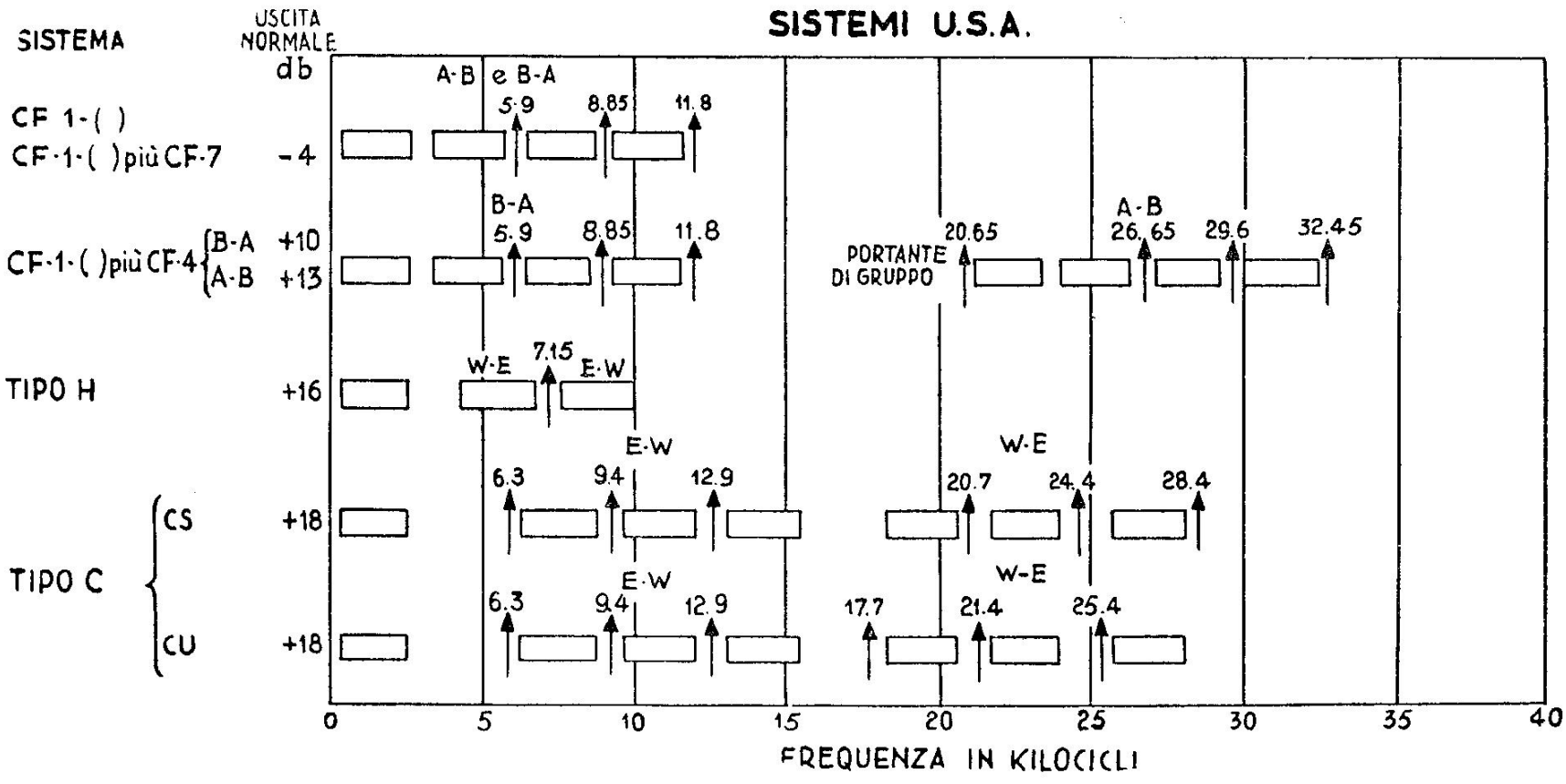


FIG. 316 - *Allocazione frequenze sistemi a frequenze portanti militari U.S.A.*

ture sistemate entro armadio di trasporto (packaged). Entrambi funzionano su base a 4 fili equivalenti, per l'impiego su linee aeree.

Oltre ai canali a frequenza portanti (1 per il tipo H, 3 per il tipo C) consentono il funzionamento, sulla medesima linea bifilare aerea, del circuito a frequenza vocale, che viene separato da quelli a frequenze portanti mediante filtri; il canale a frequenza vocale può essere equipaggiato con propri ripetitori a 2 fili. (In tale aspetto i sistemi per impianti fissi differiscono da quello « Spiral-four », tattico ove il canale a frequenza vocale transita per i medesimi amplificatori dei canali a frequenze portanti).

Le apparecchiature « in armadio » richiedono l'alimentazione a corrente alternata ed offrono ai canali a frequenza vocale sia la terminazione a 2 fili che quell a 4 fili. Quest'ultima terminazione è convenientemente utilizzabile nei casi di connessione « in tandem » di più sistemi.

2) *Sistemi tipo H.* Fornisce un canale a frequenza portante nella banda 4000 ÷ 6900 cicli in una direzione di trasmissione e nella banda 7400 ÷ 10.300 nella direzione opposta. È generalmente impiegato senza ripetitori intermedi, in unica sezione, e consente l'ottenimento di un circuito con equivalente di 6 *db* della lunghezza massima di 230 km su linea a 2 fili Copperweld da 104 millesimi di pollice. Tale lunghezza può essere aumentata impiegando il rispettivo ripetitore. Le regolazioni di compensazione per le variazioni di temperatura e climatiche vengono eseguite manualmente.

Il terminale è universale, cioè può essere impiegato indifferentemente ad uno od all'altro estremo della linea.

3) *Sistema tipo C.* Fornisce tre canali a frequenza portante di alta qualità, nella banda 6.500 ÷ 15.700 cicli per una direzione di trasmissione e 18.000 ÷ 28.200 cicli, per la direzione opposta. Comprende i dispositivi per la regolazione automatica conseguente alle variazioni di trasmissione della linea, consentendo l'equivalente di 6 *db* su circuiti con lunghezze fino a 1600 km. Le linee in Copperweld da 104 millesimi di pollice consentono il massimo intervallo tra i ripetitori, circa 250 km, essendo uniche limitazioni il rumore ed il guadagno disponibile. Può tuttavia funzionare su tutte le linee aeree con trasposizioni per il funzionamento a 30 kc.

Consente di adottare due diverse locazioni di frequenze (fig. 316), rispettivamente contraddistinte CS e CU; con la locazione CS, per il gruppo di canali a frequenza più alta vengono trasmesse le bande laterali inferiori; con la locazione CU per lo stesso gruppo di canali vengono trasmesse le bande laterali superiori. Tale possibilità agevola la coesistenza sulla medesima palificazione di più sistemi poichè la diafonia tra le bande laterali superiori di un sistema e le bande laterali inferiori dell'altro sistema risulta inintelligibile.

CAPITOLO 7.

DATI PER IL PROGETTO DELLE RETI

255. Generalità sui limiti di funzionamento.

Il *limite di funzionamento* è la massima lunghezza di un circuito telefonico di tipo specifico compatibile con il regolare svolgimento della trasmissione telefonica e delle operazioni di chiamata e segnalazione. Tale limite viene indicato presupponendo l'uso di tipi specificati di telefoni e di centrali. Esso è, ovviamente, determinato dai limiti di trasmissione e di chiamata (segnalazione), che devono essere considerati separatamente.

Il *limite di trasmissione* è la massima lunghezza ammissibile, in un circuito telefonico di tipo specificato, per la buona conversazione nell'ambito di un sistema. Tale limite viene generalmente espresso in *db* di attenuazione a 1000 cicli.

Il *limite di chiamata* (o di segnalazione, o di lavoro del centralino) è la massima lunghezza ammissibile, in un circuito telefonico di tipo specificato, per il regolare svolgimento delle operazioni di chiamata o di segnalazione nei due sensi. Generalmente tale limite viene espresso:

— in resistenza ohmica a corrente continua in serie dei conduttori di linea, ed in resistenza d'isolamento della linea, per la chiamata magneto–elettrica e la segnalazione a batteria centrale;

— in *db* di attenuazione a frequenza vocale, per la chiamata a frequenza vocale.

Tale limite, per la chiamata a frequenza vocale generalmente coincide col limite di trasmissione, per la chiamata magneto–elettrica e la segnalazione a batteria centrale può differire notevolmente dal limite di trasmissione.

256. Limite di trasmissione per telefoni a batteria locale.

Con un telefono tipico a batteria locale, ad esempio il tipo EE–8–(), l'esperienza indica che è possibile la regolare conversazione tra due utenti di udito normale ed in condizioni medie di rumore in linea e di rumore nell'ambiente circostante, con un massimo di 30 *db* di attenuazione a 1000 cicli dovuti alla linea interposta. Tale valore viene assunto, di conseguenza, come limite di trasmissione dei telefoni a batteria locale collegati in circuito diretto (portata telefonica).

In condizioni speciali, e cioè con rumore di linea e di ambiente molto bassi e con utenti disposti a conversare a voce molto alta ed a ripetere parte delle parole la conversazione potrebbe risultare possibile anche con un massimo di 50 *db* di attenuazione a 1000 cicli. Tuttavia valori maggiori di 30 *db* non possono essere presi in considerazione in nessun caso, per il progetto ed il piano del sistema telefonico, comportando un insufficiente affidamento e l'abolizione del necessario margine di sicurezza contro accidentali minorazioni temporanee di efficienza nelle installazioni, particolarmente di linea.

257. Limiti della chiamata magneto-elettrica.

Data la bassa frequenza delle correnti usate per questo tipo di chiamate (16÷22 periodi al secondo circa) il limite della chiamata magneto–elettrica è praticamente determinato dal comportamento della linea alla corrente continua, anzichè dalla attenuazione che essa presenta alle correnti vocali.

Nel telefono a chiamata magneto–elettrica (a batteria locale) tipico, il generatore magneto–elettrico quando azionato a velocità normale (120 giri al minuto primo) genera una f.e.m. di circa 100 volt, e presenta una resistenza interna di 400 ohm. La suoneria del telefono stesso ha una sensibilità di circa 4 mA ed una resistenza alla corrente continua di 1300 ohm (alle correnti vocali presenta una impedenza di circa 30.000 ohm). Ciò rende possibile la chiamata su linee con un massimo di 3000 ohm di resistenza alla corrente continua, a condizione che la resistenza di isolamento misurata in linea non scenda al disotto di 1000 ohm. Quest'ultima condizione è facilmente soddisfatta anche da linee con conduttori campali.

Quando la linea è equipaggiata con bobine separatrici ad entrambe le estremità, il limite della chiamata si riduce a 2000 ohm di resistenza in serie.

258. Limiti di funzionamento a batteria centrale.

a) In una estensione a batteria centrale, le caratteristiche a corrente continua della linea determinano sia il valore della corrente di alimentazione del microfono, e quindi il limite di trasmissione, sia la possibilità di segnalazione alla centrale, che è conseguente alla circolazione o meno della corrente in linea per effetto dello sgancio e riaggancio del microtelefono. Quindi negli impianti a batteria centrale i limiti di trasmissione e di chiamata e segnalazione sono interdipendenti in misura maggiore che nei sistemi a batteria locale.

Tipo di centralino o centrale	Verso telefoni b.c. tipo EE-8-( )			Verso telefoni b.c. tipo EE-8-( ) a b.c.		Tronchi verso centrali automatiche		Tronchi verso centrali manuali	
	Massima resistenza in serie dei conduttori di linea in Ω		Minima resistenza di isolamento in Ω	Massima resistenza in serie dei conduttori di linea in Ω	Minima resistenza di isolamento in Ω	Massima resistenza in serie dei conduttori di linea in Ω	Minima resistenza di isolamento in Ω	Massima resistenza in serie dei conduttori di linea in Ω	Minima resistenza di isolamento in Ω
	senza bobine sep.	con bobine sep.							
BD-9 BD-11 BD-14 BD-71 BD-72 SB-5()/PT	3000	2000	1000						
TC-2 (BD-89)	3000	2000	1000	200	5000	500 di diminuzione sul limite della centrale corrispondente lontana	15.000	500 di diminuzione sul limite della centrale corrispondente lontana	10.000
TC-4 TC-12 BD-96 (BD-91)	3000	2000	1000			300 di diminuzione sul limite della centrale corrispondente lontana		300 di diminuzione sul limite della centrale corrispondente lontana	
TC-1 (BD-80)	3000	2000	1000	500	10.000	il limite della centrale corrispondente lontana	30.000	il limite della centrale corrispondente lontana	10.000
SC-10 (BD-110) TC-20 (BD-120)	3000	2000	1000	500	10.000	il limite della centrale corrispondente lontana		il limite della centrale corrispondente lontana	

FIG. 317 – *Limiti di lavoro delle centrali e centralini tattici U.S.A.*

Limite di lavoro del centralino (in ohm di resistenza in serie dei conduttori di linea)		Chilometri di linea non pupinizzata, umida, in:											Limite di trasmissione per equivalente di 2, 4, 6, 15 db
		Ferro diametro 2 mm 083 GS	Ferro diametro 2,8 mm² 109 GS	Copperweld 40 % diam. 2 mm 080 CS 40 %	Copperweld 40 % diam. 2,6 mm 104 CS 40 %	W-130-A WD-3/TT	W-110-B	W-143	CC-345 CC-345-A	Sottopiombo carta-aria diametro 1,3 mm 16 ga.	Sottopiombo carta-aria diametro 0,9 mm 19 ga.	Sottopiombo carta-aria diametro 0,64 mm 22 ga.	
50		0,6	1,0	1,9	3,0	0,1	0,4	2,3	0,9	1,9	0,9	0,5	
75		0,9	1,6	2,9	4,7	0,2	0,6	3,5	1,4	3,0	1,4	0,7	
100		1,2	2,2	3,8	6,1	0,3	0,8	4,7	1,8	4,0	1,8	0,9	
125		1,5	3,2	4,7	7,9	0,3	1,0	5,8	2,2	5,0	2,3	1,2	
150		1,8	3,5	5,6	9,5	0,4	1,2	6,9	2,6	6,1	2,8	1,4	
175		2,2	3,7	6,6	11,1	0,5	1,5	8,0	3,1	7,1	3,3	1,6	
200		2,5	4,3	7,5	12,7	0,5	1,7	9,2	3,6	8,1	3,7	1,9	limite 2 *db*
225		2,8	4,8	8,4	13,9	0,6	1,9	10,4	4,0	9,1	4,2	2,1	
250		3,1	5,4	9,4	15,7	0,7	2,1	11,5	4,5	10,2	4,6	2,3	
275		3,4	5,9	10,4	16,6	0,7	2,3	12,7	4,9	11,2	5,1	2,6	
300		3,7	6,4	11,3	19,0	0,8	2,6	13,8	5,4	12,2	5,6	2,8	
325		4,0	6,9	12,2	20,3	0,9	2,8	15,0	5,8	13,2	6,0	3,1	
350		4,3	7,5	13,2	22,1	0,9	3,0	16,2	6,2	14,2	6,5	3,3	
375		4,6	8,0	14,2	23,6	1,0	3,2	17,2	6,7	15,2	7,0	3,6	limite 4 *db*
400		4,9	8,6	15,2	25,4	1,1	3,5	18,3	7,1	16,2	7,5	3,8	
450		5,6	9,6	17,1	28,2	1,2	3,8	20,3	8,1	18,2	8,4	4,2	
500		6,1	10,7	19,0	31,6	1,3	4,3		8,9	20,3	9,3	4,6	
550		6,8	11,8	20,6	34,5	1,5	4,7		9,8	22,3	10,2	5,0	limite 6 *db*
600		7,4	12,8	22,2	38,1	1,6	5,2		10,7	24,4	11,2	5,5	
650		8,0	13,9	24,3	41,2	1,7	5,6		11,7	26,4	12,1	6,0	
700	(2 *db*)	8,6	15,2	26,3	44,4	1,9	5,9		13,5	28,4	13,0	6,5	
750		9,3	16,0	28,3	47,5	2,0	6,4		14,3	30,4	13,9	7,0	
800		9,9	17,0	30,0	50,5	2,1	6,9			32,4	14,9	7,5	
850		10,5	18,2	32,0	53,8	2,3	7,3			34,5	15,9	8,0	
900		11,1	19,3	33,8	56,9	2,4	7,8				16,9	8,5	
950		11,7	20,0	35,6	60,0	2,6	8,2				17,9	9,0	
1000		12,3	21,3	37,5	63,0	2,7	8,3				18,8	9,4	
1100		13,6	23,6	41,4	70,0	3,0					20,6	10,4	
1200		14,5	25,6	45,0	76,0	3,3						11,3	
1300		16,3	27,9	48,8	82,3	3,5						12,2	
1400	(4 *db*)	17,5	30,2	52,6	88,9							13,2	limite 15 *db*
1500		18,5	32,0	56,4	95,2								
2000		24,6	42,9	75,0	127,0								
2500	(6 *db*)	31,0	53,5	94,0									
3000		37,0	64,0	113,0									
	(15 *db*)												
ohm/km		81	47	28	15,7	370	116	21,9	56	26,3	54	0,68	
db/km (umido)		0,2	0,19	0,10	0,11	4,1	1,75	0,75	1,06	0,46	107	1,12	

FIG. 318 – *Limiti di funzionamento a batteria centrale, in km di linea per i vari limiti di lavoro dei centralini, i diversi tipi di linea ed i diversi equivalenti.*

b) *Limite di trasmissione.* Nelle brevi estensioni, il limite di trasmissione del telefono a batteria centrale può essere considerato pari a quello assegnato per i telefoni a batteria locale; per estensioni di lunghezza rilevante, a tale limite va applicata una riduzione computabile con la formula empirica illustrata al precedente paragrafo 203, o desunta dalla tabella in figura 208.

c) *Limite di chiamata e segnalazione.* Nella direzione dalla centrale al telefono b.c. la chiamata è del tipo magneto–elettrico, e per essa varrebbe il limite di chiamata di cui al precedente paragrafo 257, Nella direzione dal telefono b.c. al centralino la chiamata, più propriamente denominata segnalazione, è del tipo a batteria centrale, ed a parità di ogni altra condizione presenta limiti diversi per i vari tipi di centralini. Tali limiti vengono anche denominati « limiti di lavoro » dei centralini, e sono espressi dal numero massimo ammissibile di ohm di resistenza a corrente continua in serie alla linea e dovuti ai conduttori di linea, e dal valore minimo della resistenza di isolamento ammissibile nella linea (generalmente di 10.000 ohm). Tali limiti di lavoro, o di segnalazione, per i vari tipi di centralini tattici U.S.A. sono riportati nella tabella della figura 317.

d) Per un calcolo più rapido del limite di funzionamento a batteria centrale, può essere utilizzata la tabella riportata alla figura 318. Noto il tipo di linea, il limite di lavoro del centralino che la serve e l'equivalente da attribuire alla linea (paragrafo 260) la tabella indica la lunghezza massima della linea stessa che può soddisfare contemporaneamente alle esigenze della chiamata e segnalazione e della trasmissione telefonica. Oppure, nota la lunghezza di linea occorrente per una estensione, nonchè il limite di lavoro del centralino e l'equivalente assegnato all'estensione, la tabella indica il tipo di linea adottabile.

Ad es., si debba determinare il tipo di linea più adatto per una estensione da una centrale TC–1 ad un telefono EE–8 della lunghezza di km 0,3, con segnalazione a batteria centrale e trasmissione a batteria locale. Supponiamo che il piano di trasmissione (paragrafo 260) fissi all'estensione un equivalente di 6 *db*. Dalla tabella della figura 317 si ricava che il limite di lavoro verso telefoni a batteria centrale è di 500 ohm di resistenza in serie dei conduttori di linea. Dalla tabella della figura 318 appare che l'estensione può essere costruita in cordoncino W–110–B, poichè la lunghezza della linea di questo tipo corrispondente a 6 *db* di attenuazione è di km 3,5, cioè maggiore della lunghezza dell'estensione e presenterebbe 400 ohm di resistenza. cioè inferiore al limite di lavoro della centrale. Naturalmente anche qualsiasi altro tipo di linea con attenuazione e resistenza ohmica minori risulterebbe a maggior ragione idoneo, ed in ogni caso la costruzione e manutenzione della linea deve essere abbastanza accurata, per ottenere un valore della resistenza di isolamento maggiore di 10.000 ohm.

259. Piano di commutazione.

a) Nel sistema più elementare possibile a circuiti commutabili, tutti i telefoni possono essere posti in comunicazione successivamente tra di loro tramite un unico centralino. In tal caso il sistema è costituito unicamente da « estensioni ».

In un sistema più complesso i telefoni sono serviti da più centrali collegate tra di loro mediante « tronchi » aventi funzioni e caratteristiche diverse.

Scopo del piano di commutazione è la definizione del numero e della dislocazione delle centrali e dei tronchi locali ed a lunga distanza commutabili più convenienti ai fini della maggior economia di materiali di linea, di mezzi di commutazione, e del massimo rendimento d'esercizio.

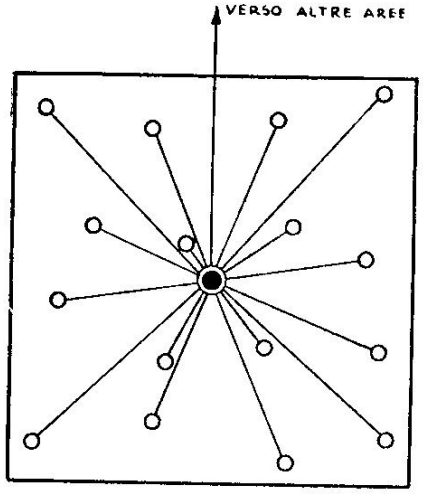
b) La figura 319 riporta due piani di commutazione possibili per una medesima area da servire; nel primo, con unica centrale combinata, locale e a lunga distanza, alcune estensioni risultano più lunghe, ma non occorrono tronchi locali o d a lunga distanza commutabili; nel secondo le estensioni risultano più brevi, ma occorrono tronchi tra le varie centrali.

Nelle grandi centrali il servizio risulta migliore e più uniforme, perchè gli operatori possono essere addestrati e controllati più efficientemente; sono necessarie minori operazioni di commutazione con minor pericoli di errori di instradamento e di interruzioni intempestive; la costruzione dei tronchi risulta meno onerosa; il personale d'esercizio e di manutenzione occorrente è minore per effetto dell'accentramento; la riduzione degli impianti per l'alimentazione elettrica, particolarmente i gruppi elettrogeni, semplifica la manutenzione ed i rifornimenti. D'altra parte le estensioni per i telefoni alla periferia dell'area risultano più lunghe, richiedono maggior impiego di materiale per non superare i limiti di funzionamento e l'equivalente fissato dal piano di trasmissione.

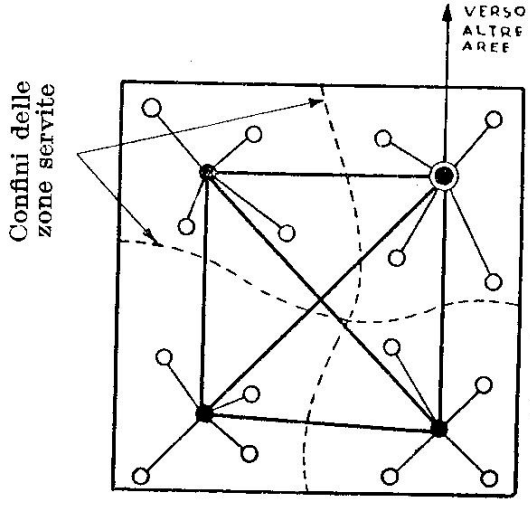
Quando in un'area da servire un certo numero di telefoni sono raggruppati, anzichè dispersi, può convenire l'impianto di una centrale piccola in loro prossimità, essendo antieconomico il prolungamento in fascio di tutte le loro estensioni fino alla centrale maggiore. Inoltre, con l'impiego di più centrali piccole si realizza il vantaggio della dispersione nei riguardi delle offese nemiche.

c) Una centrale presso la quale possono essere interconnessi i tronchi provenienti dalle altre centrali locali dell'area può esser denominata « centrale tandem ». La maggior parte delle centrali a lunga distanza sono, implicitamente, centrali tandem.

La commutazione tandem dei tronchi, rispetto all'impiego di tronchi diretti, richiede un numero minore di gruppi di tronchi.



a) Piano di commutazione con area servita da unica grande centrale combinata, locale e grande distanza.



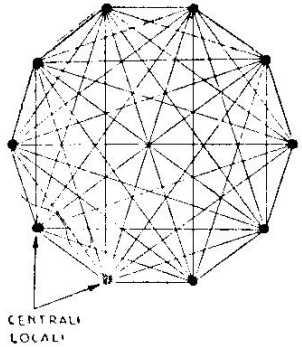
b) Piano di commutazione con area servita da più centrali.

N O T E

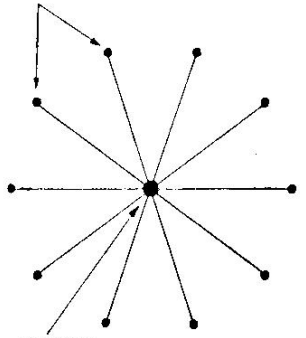
◉ Centrale combinata, locale e lunga distanza.
● Centrale locale.
○ Telefono.
— Estensione.
═ Tronco.

I telefoni sono stati supposti nella medesima ubicazione in entrambi i piani di commutazione.

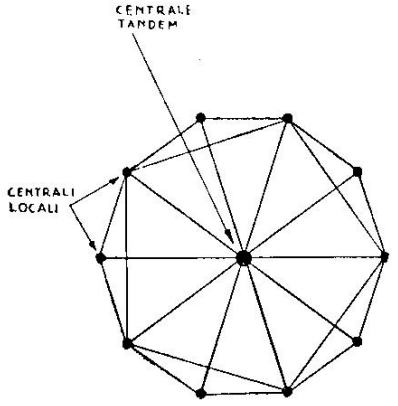
FIG. 319 – *Confronto tra area servita da unica grande centrale ed area con più centrali minori.*



a) Piano di commutazione a tronchi diretti (45 fasci di tronchi, 10 centrali locali).



b) Piano di commutazione a tronchi tandem (10 fasci di tronchi per 10 centrali locali ed una centrale tandem).



c) Piano di commutazione di compromesso, a tronchi diretti e tandem (25 fasci di tronchi per 10 centrali locali ed una centrale tandem).

FIG. 320 – *Tipi di piani di commutazione.*

Un piano di commutazione che preveda, però, esclusivamente la commutazione tandem presenta aspetti rischiosi, poichè la distruzione di un gruppo di tronchi verso la centrale tandem provoca l'interruzione completa del servizio di tronco per la centrale locale interessata.

Generalmente è consigliabile, nel piano di commutazione, adottare un compromesso tra i due sistemi, con tronchi tandem ed alcuni tronchi diretti, soddisfacendo contemporaneamente sia alle esigenze d'economia d'impianto che di sicurezza. In generale i tronchi tandem conviene siano del tipo a chiamata magneto-elettrica in entrambi i sensi.

La figura 320 illustra il diverso numero di gruppi di tronchi occorrenti in un piano di commutazione con tronchi tandem ed in uno con tronchi diretti, ed un esempio di piano di compromesso.

260. Piano di trasmissione.

a) In un sistema di circuiti commutabili il piano di trasmissione ha lo scopo di definire le soluzioni più convenienti per consentire la commutazione *tra tutti i telefoni del sistema*. In mancanza di un tale piano, molte comunicazioni nell'ambito del sistema potrebbero risultare insoddisfacenti; ad esempio, potrebbero essere buone singolarmente le comunicazioni tra *A* e *B*, e tra *B* e *C*, e tuttavia impossibili le comunicazioni tra *A* e *C* via *B*.

Ai fini di un piano di trasmissione, i tronchi sono suddivisi in due classi:

— *tronchi di classe terminale*, adatti per essere collegati esclusivamente ad estensioni;

— *tronchi di classe transito* (o di via), che possono essere collegati sia ad estensioni che ad altri tronchi di transito.

La figura 321 illustra schematicamente questa classificazione, con l'indicazione degli equivalenti generalmente assegnati ai diversi tipi di linea.

Generalmente nel piano di trasmissione occorrerà provvedere ad un adeguato numero di tronchi della classe di transito, per assicurare la buona comunicazione in tutti i casi nell'ambito del sistema. Tali tronchi, quando vengono collegati agli altri tronchi di classe transito impegnati per stabilire la comunicazione, devono consentire che la trasmissione avvenga con rispetto della qualità minima ammissibile; quando vengono collegati direttamente alle estensioni forniranno, quindi, una trasmissione di qualità superiore al necessario.

b) Il principio informatore del piano di trasmissione è il seguente: « la somma degli equivalenti di due estensioni e di tutti i tronchi occorrenti per collegarle nell'ambito del sistema non deve mai superare 30 *db* ».

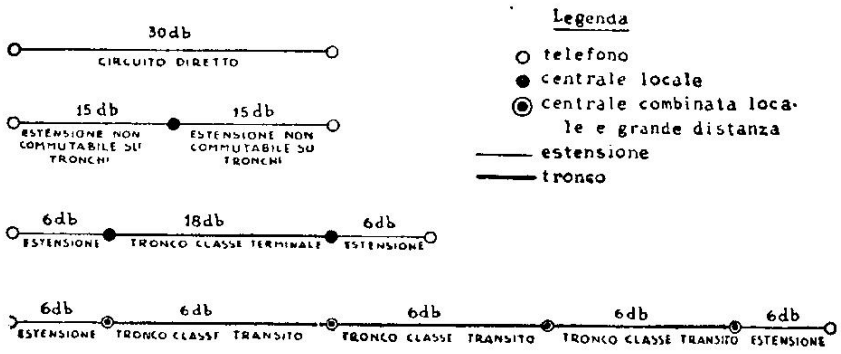


FIG. 321 - *Classificazione ed equivalenti normali assegnati ai tronchi ed estensioni.*

Il piano di trasmissione consiste in uno schema di insieme di tutti i tronchi a lunga distanza del sistema con l'indicazione degli equivalenti assegnati ai tronchi stessi, tali da poter soddisfare alla condizione suddetta. Per stabilire l'equivalente dei diversi tronchi, si presuppone con criterio pratico, che le estensioni presentino sempre un equivalente di 6 *db*, anche se nel caso reale tale valore sia l'equivalente massimo ammissibile nelle estensioni. Ciò lascia disponibili 18 *db* per la somma degli equivalenti di tutti i tronchi da utilizzare per stabilire una comunicazione; ad esempio tre tronchi di transito collegati in tandem aventi l'equivalente di 6 *db* ognuno.

c) Di massima, si assegnerà ai tronchi di classe transito l'equivalente di 6 *db*, ai tronchi terminali l'equivalente di 18 *db*, alle estensioni non commutabili sui tronchi l'equivalente di 15 *db*.

La figura 322 illustra alcuni esempi. Nel piano in *a*) il rispetto al limite di 30 *db* è ottenuto per tutte le comunicazioni possibili, salvo quelle tra le estensioni della centrale *A* e quelle della centrale *E*. Se tra queste due centrali è necessario prevedere un minimo di traffico, occorrerà eliminare l'inconveniente, ad esempio come attuato in *b*), con un tronco di classe transito tra *A* e *C*. Nel caso in cui, ad es., fosse prevista anche una aliquota considerevole di traffico localizzato tra *D* ed *E*, è opportuno fornire anche un tronco di classe terminale tra le due centrali stesse, come in *c*).

Sono ammissibili ampie variazioni agli esempi riportati, sempre che venga soddisfatto il principio generale. Ad es., in un sistema particolare in cui non vi sia la necessità di collegare in tandem più di due tronchi di classe transito, a. tronchi stessi può essere attribuito l'equivalente di 9 *db*, oppure può essere maggiorato l'equivalente delle estensioni. Viceversa, nel caso in cui impieghino telefoni a batteria centrale TP–6, va tenuto conto che la loro portata di trasmissione può risultare sensibilmente ridotta, rispetto a quella di 30 *db* per i telefoni a batteria

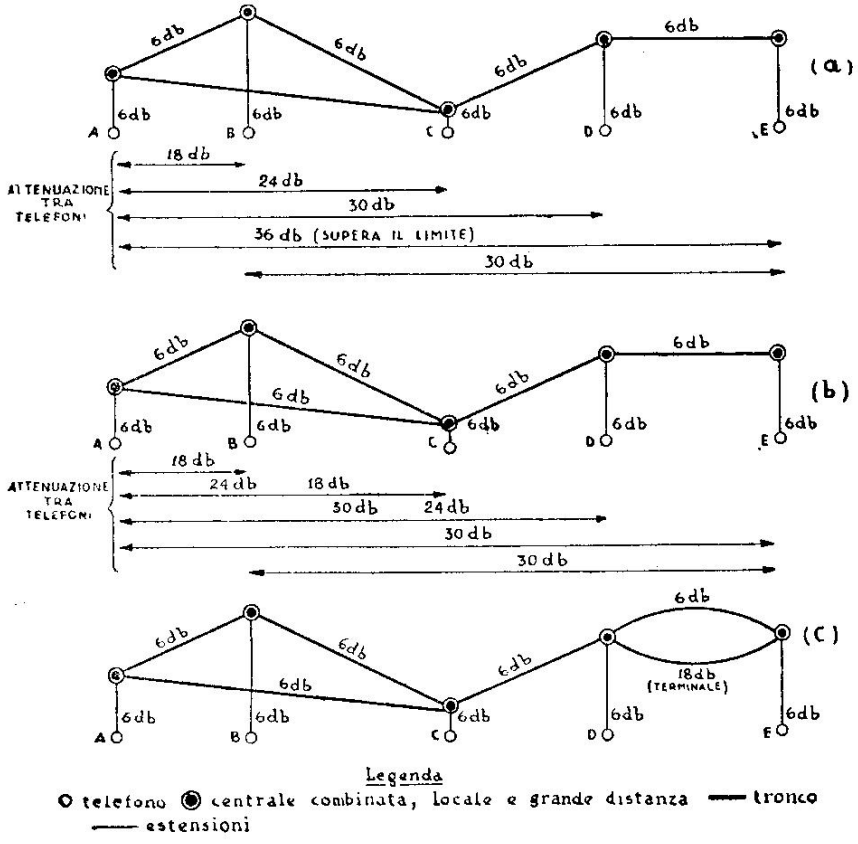


FIG. 322 – *Esempi di piani di trasmissione semplici.*

CIRCUITI COMMUTATI

Tipo di circuito	Equivalente *db*	Tipo dei conduttori di linea	Massima lunghezza ammissibile km
Estensione (*)	6	W–130–A	1,5
		W–110–B	3,5
		W–143	8,0
Tronchi di classe terminale	18	W–110–B	10,0
		W–143 non pupinizzato	24,0
		CC–358 a freq. vocale (spiral-four)	38,0
		W–133 pupinizzato	90,0
		Copperweld 40 %, diam. 2 mm (080 CS [40 %])	115,0
		Copperweld 40 %, diam. 2,6 mm (104 CS [40 %])	160,0
		Cavo sottopiombo con ripetitori	superiore
Tronco classe transito (via)	6	W–143 non pupinizzato	8,0
		W–143 pupinizzato	30,2
		CC–358 (spiral-four) a frequenze portanti	240,0
		Linea aerea a freq. portanti	superiore
		Cavo sottopiombo con ripetitori	superiore
Ponte radio	6	Stazioni radio AN/TRC–3–4 od AN/TRC–11–12, a 4 frequenze portatili	160,0

(*) La lunghezza massima indicata nelle estensioni è valida per telefoni a batteria locale. (Per i telefoni a batteria centrale la lunghezza di cordoncino W–130–A o W–110–B è minore. I telefoni magnetici non sono adatti, salvo situazioni speciali).

FIG. 323 – *Lunghezze dei circuiti commutati.*

locale normalmente supposta nei piani di trasmissione (paragrafo 206 e fig. 219), riducendo in proporzione l'equivalente assegnato alle estensioni da essi servite. Altrettanto dicasi per i telefoni magnetici (paragrafo 207), che sono da ritenersi però, in linea di massima, inadatti al servizio su circuiti commutati.

d) Alla figura 323 sono indicate in tabella le unghezze dei circuiti commutati, compatibili con gli equivalenti di 6 *db* e di 18 *db*.

Alla figura 324 in analoga tabella, sono riportate le lunghezze massime di linea a filo compatibili nei circuiti diretti.

CIRCUITI A FILO DIRETTI

Tipo di conduttore	Lunghezze massime approssimate (km)	
	Con telefoni a batteria locale	Con telefoni magnetici
Cordoncino W-130-A	8,0	4,0
Cordoncino W-110-B	18,0	9,0
Cordoncino W-143	40,0	20,0
Linea aerea Copperweld 40 % diam. 2 mm (080 CS 40 %)	192,0	96,0
Linea aerea Copperweld 40 % diam. 2,6 mm (104 CS 40 %)	254,0	127,0

È stata assunta una portata di trasmissione di 30 *db* per i telefoni a batteria locale e di 15 *db* per i telefoni magnetici.

FIG. 324 - *Lunghezze massime dei circuiti a filo diretti.*

261. Traffico prevedibile sulle reti militari.

a) *Generalità.*

La stima preventiva del traffico telefonico in un sistema in progetto, serve alla determinazione del tipo, capacità ed ubicazione delle centrali, del numero di tronchi occorrenti, della necessità di apparecchiature ed altre predisposizioni per ampliamenti, e per la razionale utilizzazione dei mezzi esistenti.

È importante che la stima si valga dei dati d'esperienza, rilevati, possibilmente, in sistemi affini per costituzione tecnica e per ambiente operativo.

b) L'esperienza militare (U.S.A.) ha consentito di rilevare i seguenti dati fondamentali sul traffico, validi sia per gli impianti tattici che per quelli fissi:

1) nell'ora di punta i telefoni militari generano da 2 a 3 chiamate:

2) la distribuzione tipica delle chiamate in una centrale combinata locale e g.d. è la seguente:

a) locali . . . . . .30 %
b) tronchi uscenti . . . . .25 %
c) tronchi entranti . . . . .25 %
d) tronchi transito . . . . .20 %

Traffico originato ($a + b$) . . . . . .55 %
Traffico di tronco ($b + c + d$) . . . .70 %
Traffico uscente ed entrante ($b + c$) .50 %

Di conseguenza, con 3 chiamate originate da ogni telefono nell'ora di punta, il traffico totale (originato + in arrivo + in transito) nell'ora di punta in una centrale combinata locale e l.d. è:

$$\frac{100}{55} \times 3 = 5{,}5 \text{ chiamate per telefono servito}$$

(essendo $\frac{100}{55}$ il coefficiente da applicare al traffico originato da un telefono per avere il traffico totale per telefono);

3) per le centrali a grande distanza l'esperienza indica che il numero di chiamate a grande distanza (uscenti + entranti + transito) nell'ora di punta ammonta a 0,3 — 0,4 volte il numero di telefoni ser-

viti dalla centrale stessa. Inoltre l'esperienza indica che per ottenere una riduzione sensibile di questo fattore occorrerebbe inabilitare al servizio a grande distanza più del 50 % dei telefoni serviti;

4) la distribuzione tipica delle chiamate in una centrale a lunga distanza è la seguente:

a) in uscita	35 %
b) in entrata	35 %
c) in transito	30 %

5) per le centrali esclusivamente locali la distribuzione tipica delle chiamate è la seguente:

a) locali.	40 %
b) tronchi uscenti	30 %
c) tronchi entranti	30 %
Traffico originato ($a + b$)	70 %
Traffico di tronco ($b + c$)	60 %

Di conseguenza, con 3 chiamate originate da ogni telefono collegato nell'ora di punta, il traffico totale (originato + in arrivo) è:

$$\frac{100}{70} \times 3 = 4{,}3 \text{ chiamate per telefono collegato}$$

(essendo $\frac{100}{70}$ il coefficiente da applicare al traffico originato da un telefono per avere il traffico totale per telefono).

262. Determinazione della capacità delle centrali occorrenti.

a) Per determinare la capacità ed il tipo di centrali occorrenti, debbono essere considerati i seguenti elementi importanti:

1) telefoni locali che debbono essere collegati, per le centrali locali, oppure che debbono essere serviti, per le centrali a lunga distanza (s'intendono telefoni serviti quelli raggiungibili nell'area tramite i tronchi terminali collegati alla centrale (l.d.);

2) entità del traffico (numero di chiamate nell'ora di punta);

3) tipo di servizio richiesto (a batteria locale od a batteria centrale);

4) possibilità di commutazione tandem per le centrali minori.

b) La capacità delle centrali occorrenti può essere desunta dalle tabelle riportate alle figure 325, 326, 327 e 328.

1) La tabella in figura 325 indica, in base al numero di telefon iche devono essere serviti, il numero dei posti d'operatore occorrenti per le centrali a batteria centrale combinate locale a lunga distanza. La tabella è basata sulle seguenti ipotesi:

— numero di telefoni serviti pari ad 1,5 volte quello delle estensioni collegate alla centrale:

— con tutti gli operatori abilitati per ogni specie di chiamata;

— il numero di chiamate per operatore nell'ora di punta sia dipendente dal numero di operatori in servizio, e variabile nella seguente misura:

operatori	*chiamate soddisfatte all'ora per operatore*
1	100
2	133
3	147
4	150
5 ed oltre	153

— la distribuzione del traffico sia quella riportata al paragrafo 261; tuttavia la tabella è da ritenersi valida anche per variazioni dai dati tipici, nei seguenti limiti:

chiamate locali	da 40 % a 20 %
chiamate in tronchi uscenti	da 20 % a 30 %
chiamate entranti ed in transito (commutate)	da 40 % a 50 %

— il pannello della centrale consenta ad ogni operatore di raggiungere qualsiasi linea locale e tronco. Per ottenere questo requisito alle estremità possono occorrere posti d'operatore supplementati (sguarniti):

— che le richieste di comunicazioni a lunga distanza debbano essere registrate solo per le chiamate dilazionate.

2) La tabella in figura 326 si riferisce alle centrali a lunga distanza esclusivamente, ed indica il numero di posti d'operatore occorrenti in base al numero dei telefoni da servire. La tabella è basata sulle seguenti ipotesi, in aggiunta a quelle fondamentali del paragrafo 261:

— il traffico sia del tipo sia a lunga che media distanza;

— il numero di chiamate per operatore nell'ora di punta sia dipendente dal numero di operatori in servizio, e variabile nella seguente misura:

operatori	*chiamate soddisfatte all'ora per operatore*
1	60
2	80
3	88
4	90
5 ed oltre	92

Traffico totale nell'ora di punta (chiamate originate entranti ed in transito)	Ponti d'operatore occorrenti	Numero di telefoni che possono essere serviti dalla centrale a lunga distanza	
		Con 2 chiamate originate nell'ora di punta per telefono	Con 3 chiamate originate nell'ora di punta per telefono
1– 100	1	1– 28	1– 18
100– 265	2	28– 73	18– 49
265– 440	3	73–131	49– 81
440– 600	4	131–165	81–110
600– 765	5	165–210	110–140
765– 920	6	210–253	140–168
920–1070	7	253–294	168–196
1070–1225	8	294–337	196–224
1225–1375	9	337–378	224–252
1375–1530	10	378–420	252–280
1530–1685	11	420–463	280–309
1685–1835	12	463–504	309–336
1835–1990	13	504–547	336–364
1990–2140	14	547–588	364–392
2140–2295	15	588–630	392–420
2295–2450	16	630–673	420–449
2450–2600	17	673–714	449–476
2600–2755	18	714–757	476–505
2755–2905	19	757–798	505–532
2905–3060	20	798–841	532–560

FIG. 325 – *Posti d'operatore occorrenti in una centrale a batteria centrale combinata (locale e lunga distanza).*

Traffico totale nell'ora di punta (chiamate uscenti, entranti ed in transito)	Posti d'operatore occorrenti	Numero di telefoni che possono essere serviti da centrale combinata locale e a lunga distanza	
		Con 0,2 del totale di chiamate a lunga distanza (entranti, uscenti ed in transito) nell'ora di punta per telefono servito	Con 0,4 del totale di chiamate a lunga distanza (entranti, uscenti ed in transito) nell'ora di punta per telefono servito
1– 60	1	1– 200	1– 150
60– 160	2	200– 534	150– 400
160– 260	3	534– 867	400– 650
260– 360	4	867–1200	650– 900
360– 460	5	1200–1533	900–1150
460– 550	6	1533–1833	1150–1375
550– 640	7	1833–2133	1375–1600
640– 740	8	2133–2467	1600–1850
740– 830	9	2467–2767	1850–2075
830– 920	10	2767–3067	2075–2300
920–1010	11	3067–3367	2300–2525
1010–1100	12	3367–3667	2525–2750
1100–1200	13	3667–4000	2750–3000
1200–1290	14	4000–4300	3000–3225
1290–1380	15	4300–4600	3225–3450
1380–1470	16	4600–4900	3450–3675
1470–1560	17	4900–5200	3675–3900
1560–1650	18	5200–5500	3900–4125
1650–1750	19	5500–5833	4125–4375
1750–1840	20	5833–6133	4375–4600

FIG. 326 – *Posti d'operatore occorrenti in una centrale a lunga distanza.*

Traffico totale nell'ora di punta (chiamate originate ed entranti)	Posti d'operatore occorrenti	Numero di telefoni che possono essere serviti dalla centrale locale a batteria centrale	
		Con 2 chiamate originate nell'ora di punta per telefono	Con 3 chiamate originate nell'ora di punta per telefono
1- 150	1	1- 53	1- 35
150- 400	2	53- 140	35- 93
400- 650	3	140- 228	93- 152
650- 900	4	228- 315	152- 210
900-1150	5	315- 402	210- 268
1150-1380	6	402- 483	268- 322
1380-1610	7	483- 563	322- 375
1610-1840	8	563- 644	375- 429
1840-2070	9	644- 724	429- 483
2070-2300	10	724- 804	483- 536
2300-2530	11	804- 885	536- 590
2530-2760	12	885- 965	590- 643
2760-2990	13	965-1046	643- 697
2990-3220	14	1046-1126	697- 751
3220-3450	15	1126-1206	751- 804
3450-3680	16	1206-1287	804- 858
3680-3910	17	1287-1366	858- 911
3910-4140	18	1366-1448	911- 965
4140-4370	19	1448-1528	965-1019
4370-4600	20	1528-1608	1019-1072

FIG. 327 – *Posti d'operatore occorrenti in una centrale locale, a batteria centrale.*

N. di chiamate originate per telefono servito nell'ora di punta	Numero servibile di estensioni per posto d'operatore		Numero servibile di tronchi per posto d'operatore	
	1 posto	2 posti	1 posto	2 posti
a) per centralino combinato, locale a lunga distanza				
2 chiamate originate	10-13	15	6-8	6-8
3 chiamate originate	8	18	6-8	6-8
b) per centralino locale esclusivamente				
2 chiamate originate	20-23	28	8-10	8-10
3 chiamate originate	13-15	18	8-10	8-10

FIG. 328 – *Numero di linee servite con centralino a batteria locale ad uno e due posti d'operatore.*

— il pannello della centrale consenta ad ogni operatore di raggiungere tutte le linee. Per ottenere questo requisito alle estremità possono occorrere posti d'operatore supplementari (sguarniti);

— le richieste di commutazione a lunga distanza debbano essere registrate solo per le chiamate dilazionate.

3) La tabella della figura 327 si riferisce alle centrali a batteria centrale esclusivamente locali, ed indica il numero di posti d'operatore occorrenti in base al numero di telefoni che devono essere serviti. La tabella è fondata sulle seguenti assunzioni:

— il numero di telefoni serviti sia pari ad 1,5 volte il numero di estensioni collegate alla centrale;

— il centralino fornisca l'assistenza solo per le chiamate locali ed entranti e le chiamate a lunga distanza uscenti siano solo passate ad una centrale a lunga distanza;

— il numero di chiamate per operatore nell'ora di punta sia dipendente dal numero di operatori in servizio e variabile nella seguente misura:

operatori	*chiamate soddisfatte all'ora per operatore*
1	150
2	200
3	220
4	225
5 ed oltre	230

— la distribuzione del traffico sia come al paragrafo 261 *b*) (5);

— il pannello della centrale consenta ad ogni operatore di raggiungere tutte le linee. Per ottenere tale requisito alle estremità possono occorrere posti d'operatore supplementari (sguarniti);

— non occorra alcuna scritturazione.

4) La tabella della figura 328 si riferisce ai centralini a batteria locale ed indica il numero di linee servibili con uno e con due posti di operatore e con intensità di traffico di 2 e di 3 chiamate originate per telefono nell'ora di punta. La tabella è fondata sulle seguenti ipotesi:

— il numero di telefoni serviti sia pari al doppio delle estensioni collegate al centralino;

— un operatore di centralino a b.l. possa soddisfare il 20 % di chiamate in meno di un operatore di centralino a b.c.;

— che per centralino ad unico posto d'operatore, tutti i tronchi siano raggruppati, e per centralino a 2 posti d'operatore siano suddivisi in due gruppi;

— distribuzione del traffico come al paragrafo 261 *b*) (5), (senza chiamate in transito commutate);

— durata media della comunicazione su tronchi, di 5 minuti primi.

I dati di questa tabella sono validi sia per i centralini locali che combinati. Si osservi che pur potendosi equipaggiare un posto d'operatore con un numero molto maggiore di linee di quello indicato (fino a 100 linee). ben difficilmente nell'ora di punta su rete militare l'operatore può disimpegnare il traffico che si manifesterebbe.

c) Il numero di posti d'operatore che risulta occorrente dalle tabelle delle figure 325, 326, 327 e 328 è basato sull'ipotesi che il numero dei telefoni serviti sia considerevolmente superiore a quello delle estensioni. È difatti da considerare normale che una linea d'estensione serva più telefoni posti in derivazione, ove la sua lunghezza non vieti tale utilizzazione. Ciò vale particolarmente per le reti a batteria locale, data la maggiore lunghezza consentita alle estensioni. (Va adottato un codice di chiamata: un colpo breve per la centrale, due, tre, ecc. per i vari telefoni).

Nel caso di più telefoni in derivazione nella stessa estensione occorre tener presente l'attenuazione di derivazione introdotta riducendo in proporzione la lunghezza massima ammissibile di linea per l'equivalente assegnatole.

263. Determinazione del numero di tronchi occorrenti.

a) I tronchi colleganti due medesime centrali costituiscono un « gruppo di tronchi » (o fascio di tronchi). Non tutti i tronchi dello stesso gruppo seguono necessariamente sul terreno il medesimo tracciato; anzi, ai fini della protezione e della continuità di servizio è consigliabile che i tronchi dello stesso gruppo utilizzino palificazioni o cavi di tracciato differente. Tuttavia, ai fini del traffico e dell'esercizio verranno sempre considerati componenti del medesimo gruppo.

b) Il fabbisogno di tronchi per ciascun gruppo di tronchi di un sistema può essere prontamente calcolato, ove si disponga di dati attendibili sul numero totale di chiamata nell'ora di punta da soddisfare e sulla loro durata media; tali dati possono essere desunti da sistemi simili in esercizio o da precedente esperienza nell'esercizio del sistema telefonico per la medesima organizzazione in altra zona. Per tale calcolo il tempo di occupazione medio dei tronchi potrà risultare necessario ritenerlo pari alla durata media della conversazione maggiorata del 50 % per i tronchi a lunga distanza (per le operazioni di preparazione), e del 300 % per i tronchi locali, quando il loro numero nel gruppo risulta inferiore a 5 (per evitare il dilazionamento, inammissibile nelle comunicazioni locali), salvo diminuire gradualmente quest'ultima maggiorazione per gruppi con maggior numero di tronchi.

Quando un gruppo risultasse, del computo, di un solo tronco, occorre che sia assicurato almeno un altro instradamento (alternativo) attraverso altro gruppo di tronchi diretto ad altra centrale, per elementari ragioni di sicurezza; ove ciò non sia possibile, il gruppo va previsto di almeno due tronchi, possibilmente con tracciato diverso.

Per il computo di cui sopra, possono essere usate anche le tabelle riportate alle figure 329 e 330, rispettivamente per tronchi locali e per tronchi a lunga distanza, dalle quali in base al traffico nell'ora di punta è ricavabile immediatamente il numero dei tronchi del gruppo per tre durate medie di conversazione (3, 5 e 7 minuti primi).

Chiamate per gruppo nell'ora di punta	Fabbisogno tronchi locali per gruppo		
	Per durata media di conv. di 3′	Per durata media di conv. di 5′	Per durata media di conv. di 7′
1–8	1	1	1
4	1	1	2
6	2	2	3
8	2	3	4
10	3	4	5
12	3	4	5
14	4	5	5
16	4	5	6
18	4	5	6
20	4	6	7
22	4	6	7
24	5	6	7
26	5	6	8
28	5	7	8
30	5	7	9
35	6	8	9
40	6	8	10
45	7	9	11
50	7	10	12
55	7	10	13
60	8	11	14
65	8	11	14
70	9	12	15
75	9	13	16
80	9	13	17
85	10	14	18
90	10	14	18
95	11	15	19
100	11	15	20
105	11	16	21
110	12	17	21
115	12	17	22
120	12	18	23
125	13	18	24
130	13	19	24
135	13	19	25
140	14	20	26
145	14	20	27
150	14	21	27

FIG. 329 – *Tronchi locali occorrenti.*

Chiamate per gruppo nell'ora di punta	Fabbisogno tronchi a lunga distanza per gruppo		
	Per durata media di conv. di 3′	Per durata media di conv. di 5′	Per durata media di conv. di 7′
2	1	1	1
4	1	1	1
6	1	1	2
8	1	1	2
10	1	2	2
12	1	2	2
14	2	2	3
16	2	2	3
18	2	2	3
20	2	3	3
22	2	3	4
24	2	3	4
26	2	3	4
28	2	3	5
30	3	4	5
35	3	4	6
40	3	5	6
45	3	5	7
50	4	6	7
55	4	6	8
60	4	7	9
65	5	7	9
70	5	7	10
75	5	8	11
80	5	8	11
85	6	9	12
90	6	9	12
95	6	10	13
100	7	10	14
105	7	11	14
110	7	11	15
115	7	11	16
120	8	12	16
125	8	12	17
130	8	13	17
135	8	13	18
140	9	14	19
145	9	14	19
150	9	15	20

FIG. 330 – *Tronchi a lunga distanza occorrenti.*

c) Se non si dispone di dati d'esperienza o di riferimento specifici, la previsione del fabbisogno di tronchi può essere effettuata supponendo l'intensità e distribuzione di traffico indicata al paragrafo 261. Si determini la percentuale di chiamate interessanti i tronchi nell'ora di punta per il tipo di centrale in esame, e se ne desuma il numero totale nell'ora di punta. Si supponga quindi, che ogni tronco possa soddisfare alla media di 7,5 chiamate all'ora, determinando di conseguenza il numero totale di tronchi occorrenti alla centrale. La suddivisione dei tronchi in gruppi verso le varie centrali del sistema va effettuata per successive approssimazioni ed in armonia con le probabili maggiori direzioni di traffico.

d) Lo sfruttamento dei tronchi risulta quando tutti quelli in opera tra due centrali vengono utilizzati come un unico gruppo al servizio di tutti gli utenti. Si osservi infatti, nella tabella della figura 330, che un gruppo di 8 tronchi può soddisfare ad 80 chiamate da 5 primi nell'ora di punta, mentre due gruppi distinti di quattro tronchi potrebbero soddisfare a solo 70 chiamate della stessa durata.

264. Capacità di traffico dei tronchi radio.

a) I collegamenti radio da punto a punto impieganti la medesima frequenza nelle due direzioni di trasmissione, comportano la commutazione di trasmissione–ricezione e relativa procedura di « passo » da parte degli utenti. Ciò provoca l'impiego di un tempo intrinsecamente maggiore per la conversazione. Inoltre, il tempo occorrente è soggetto ad aumento quando le condizioni di trasmissione si presentano sfavorevoli.

Di conseguenza, per collegamenti radio di tale tipo si prevederà una capacità di traffico pari a metà di quella di un circuito a filo.

b) I collegamenti radio che impiegano due diverse frequenze per le due direzioni di trasmissione non sono soggette alle limitazioni derivanti dalla necessità di commutazione di trasmissione–ricezione. Quando, infine, sono del tipo VHF od UHF (ponti radio), presentano spesso rumore trascurabile e capacità di traffico come quelle dei circuiti a filo a lunga distanza.

265. Interconnessione con centrali civili.

a) Gli impianti civili possono essere utilizzati sia allacciando direttamente alle loro centrali i telefoni militari, allo stesso modo delle normali linee d'utente, sia collegando le centrali militari con le civili mediante tronchi. In quest'ultimo caso generalmente la centrale militare sarà allacciata alla centrale civile analogamente ai centralini interni d'utente del sistema civile.

Tipo di centrale	Massima resist. dei conduttori di linea	Minimo isolamento
A batteria locale (magneto-elettrica)	5.000 ohm	1.000 ohm
A batteria locale con segnalazione a batteria centrale	900 ohm	10.000 ohm
A batteria centrale manuale	900 ohm	10.000 ohm
Automatica	800 ohm	15.000 ohm

FIG. 331 – *Limiti di lavoro (approssimativi) delle centrali civili.*

Nel caso che l'interconnessione ad una centrale civile abbia per fine la realizzazione di vie di comunicazione militarmente importanti, è necessario esaminare preventivamente il grado di affidamento che presenta il servizio fornito dalla centrale civile. Sono elementi importanti, per tale valutazione, il tipo di alimentazione elettrica, le possibilità di sovraccarico e saturazione della centrale per panico o sabotaggio (particolarmente nelle piccole centrali automatiche con limitato numero di conversazioni contemporanee possibili), la eventuale dipendenza della centrale da altre centrali per la commutazione ed il numero di tronchi che la collega alle stesse, le condizioni di manutenzione e d'esercizio.

b) Per la predisposizione di una interconnessione a centrale civile è necessario conoscere preventivamente almeno se la centrale stessa è a batteria locale con chiamata magnetoelettrica od a batteria locale con segnalazione a batteria centrale, od a batteria centrale od automatica. Ciò consentirà di definire il tipo di telefoni o centralino occorrente.

Generalmente risulterà possibile la connessione dei telefoni o centralini militari sulle normali prese per linee d'utente della centrale civile. Qualora, però, non si disponesse dei telefoni o centralino adatti a tale connessione, può risultare possibile utilizzare altre prese per linee speciali, di cui può disporre la centrale civile, di tipo diverso da quello per linee normali d'utente. Ad esempio, una centrale b.l. può essere dotata di circuiti di presa per utenti o tronchi a b.c.; una

Sistema di commutazione	Caratteristiche tipiche	Diffusione	Possibili difficoltà per l'interconnessione con sistemi militari				
			Limiti di lavoro	Aliment. per telef. ad alta resist.	Chiamata a 50 per.	Insufficiente capacità	Varie
a) Manuale a batteria locale (magneto-elettrica) (B. L.)	Ogni telefono comprende il generatore a mano e la batteria (pila). La centrale manca di impianto di alimentazione centrale	Universale, limitata generalmente alle aree rurali	raro	—	frequente	frequente	—
b) Manuale a batteria con segnalazione a batteria centrale (CBS oppure BCS)	Ogni telefono comprende la batteria (pila) ma manca di generatore magneto-elettrico. Centrale simile al tipo B.C.	Territori inglesi e francesi	da esaminare in ogni caso	—	rara	frequente	—
c) Manuale a batteria centrale (B.C.)	Telefono senza pila e generatore magneto-elettrico. Centrale con impianto di alimentazione elettrica centrale	Universale, in molte varianti	—	comune	rara	—	Difficoltà di segregazione linee militari quando è usato il distributore automatico di chiamata
d) Automatico ROTARY	Completamente automatico, a registro. Selettore a motore	Limitata (non usato in Italia)	—	rara	—	—	—
e) Automatico ERICSON	Completamente automatico a registro. Caratteristica la forma costruttiva del selettore a motore	Molto diffuso in Europa, compresa Italia	—	comune	—	—	—
f) Automat. « passo a passo » (STROWGER e derivati)	Completamente automatico, generalmente senza registro. Caratteristico il selettore ad innalzamento e rotazione	Molto diffuso, compresa Italia nella versione Siemens-Halske	—	frequente	—	—	Dispositivo di interruzione a tempo delle conversazioni in alcuni sistemi
g) Semiautomatico	Per l'utente, telefono come per il servizio manuale. Gli organi automatici collegano l'utente ad un operatore libero che completa la comunicazione automaticamente	Poco usato un pò ovunque (non in Italia)	—	comune	rara	—	Difficoltà di segregazione linee militari, intrinseca al sistema
h) Autom. a soli relè	Completamente automatico, senza organi rotanti. Solo per piccola capacità	Poco diffuso	—	rara	rara	frequente	Dispositivo di interruzione a tempo, frequente
i) Autom. Crossbar (a coordinate)	Completamente automatico, senza organi rotanti; caratteristica la disposizione a coordinate del pannello selettore	In corso di diffusione anche in Italia	—	frequente	—	—	—

FIG. 332 – *Tipi di commutazione civili e possibili inconvenienti d'interconnessione.*

centrale b.l. con segnalazione b.c. può comprendere circuiti di presa per utenti o linee interurbane a chiamata magnetoelettrica nei due sensi; una centrale automatica può disporre di circuiti di presa per centralini manuali, a batteria centrale o locale.

c) In mancanza di dati precisi sui limiti di lavoro della chiamata e segnalazione della centrale civile, in prima approssimazione possono essere presenti i valori indicati nella tabella in figura 331.

d) Un inconveniente nell'allacciamento di telefoni a batteria centrale di origine americana a centrali civili può derivare dal fatto che essi appartengono al tipo con trasmettitore a bassa resistenza (25 ohm) mentre in molte reti civili europee sono impiegati telefoni con 200 ohm di resistenza (tipo ad alta resistenza); l'alimentazione di batteria centrale, quando è adeguata ai telefoni ad alta resistenza, risulta insufficiente per i telefoni a bassa resistenza americani. In tali casi si deve prevedere una diminuzione di rendimento per perdite di alimentazione sensibilmente maggiore di quella indicata al paragrafo 206 ed alla tabella della figura 219.

Altro inconveniente possibile può derivare dall'impiego in alcuni impianti civili della chiamata a 50 periodi, con conseguenti irregolarità di funzionamento negli apparati di origine americana, funzionanti a 20 periodi.

Nessun inconveniente è, invece, prevedibile per le lievi differenze nella regolazione dei dischi combinatori, nei diversi sistemi di commutazione automatica. Il disco combinatore americano è regolato alla velocità di 10 impulsi al secondo, con tolleranza da 8 ad 11.

e) Nella tabella in figura 332 sono brevemente descritti i principali sistemi di commutazione in uso, con l'indicazione dei possibili problemi intercomunicazione che possono presentare.

266. Integrazione reti filo-radio.

a) *Generalità.*

L'integrazione perfetta dei collegamenti radio nei sistemi telefonici è possibile quando nel collegamento radio è realizzata la forma di servizio « duplice » perfetta, cioè quando è elettricamente consentita la trasmissione e ricezione contemporanea. Tali collegamenti richiedono stazioni radio con trasmettitori e ricevitori indipendenti e con antenne distinte, ed in condizioni di funzionare contemporaneamente, cioè con l'impiego di due frequenze diverse per le due direzioni di trasmissione.

Tale tipo di servizio è generalmente realizzato nei ponti radio VHF ed UHF ed è simile a quello dei sistemi a 4 fili. L'interconnessione con la rete a filo è generalmente ottenuta mediante normali apparecchiature telefoniche terminali che tra le altre funzioni provvedono a convertire la base del funzionamento da 4 a 2 fili, e forniscono la terminazione ai telefoni o centralini telefonici (generalmente con linee a chiamata magneto-elettrica).

I collegamenti in ponte radio vanno generalmente considerati alla stregua di tronchi regolari, nel piano di trasmissione, e l'interconnessione al sistema a filo non comporta problemi particolari, in quanto sono per costituzione parte integrante del sistema telefonico a filo.

b) I collegamenti radio di tipo duplice perfetto, con due canali diversi funzionanti contemporaneamente nelle due direzioni di trasmissione (a due vie), non sono generalmente di realizzazione conveniente nel campo HF, per la limitazione nelle frequenze disponibili in questa banda, l'incompatibilità o l'onerosità del funzionamento continuativo dei trasmettitori delle stazioni radio militare HF, (maggior potenza occorrente per la minore direttività praticamente ottenibile dalle antenne HF) e per la maggiore influenza delle condizioni di propagazione che determinerebbero un servizio di qualità variabile e non assimilabile comunque a quello medio telefonico.

Per normali collegamenti radio utilizzanti la banda HF, ad un solo canale per entrambe le direzioni di trasmissione, è realizzabile tuttavia una forma imperfetta di integrazione nel sistema telefonico interconnessione tra le stazioni radio e la rete (centralino telefonico) può essere effettuata generalmente col tramite dei complessi per il controllo a distanza delle stazioni radio. In tal caso l'utilizzazione del collegamento radio può avvenire con l'uso del telefono normale dell'utente telefonico, ma col rispetto da parte dello stesso della procedura di « passo » adottata per il collegamento radio. Ciò allo scopo di consentire al personale marconista, che deve formire l'assistenza all'utente telefonico durante tutta la conversazione, di eseguire manualmente la commutazione di trasmissione–ricezione (T–R) delle stazioni.

c) Altra forma limitata di integrazione filo–radio consiste nel fornire agli utenti del collegamento radio una unità di controllo a distanza, collegate ad un centralino di tipo adatto al quale è allacciata la linea del controllo a distanza della stazione radio. In tal caso non è più necessaria l'assistenza del personale marconista durante tutta la conversazione, in quanto l'utente può eseguire personalmente la commutazione T–R, ma non è realizzata l'interconnessione con la rete a filo del sistema telefonico.

d) Nei paragrafi in appresso vengono illustrate le diverse possibilità d'impiego dei controlli a distanza per le due accennate forme d'integrazione tra collegamenti radio HF e la rete a filo.

267. Impiego dei comandi a distanza per stazioni radio.

a) Un complesso per il controllo a distanza di una stazione radio ha fondamentalmente lo scopo di consentire l'utilizzazione della stazione stessa da parte di personale ubicato lontano dalla stazione. La distanza può variare da alcuni metri a qualche chilometro.

Le due funzioni principali che deve consentire un complesso per controllo a distanza sono la possibilità di eseguire a distanza la commutazione da ricezione a trasmissione e viceversa (commutazione R–T) della stazione e la trasmissione su filo delle frequenze vocali tra il personale lontano e la stazione.

Un complesso per controllo a distanza può essere costituito da una sola unità installata presso la stazione, servita da marconista che esegue la commutazione R–T ed allacciata mediante linea a filo ad un telefono lontano per l'utente; oppure da due unità, una presso la stazione radio collegata da linea a filo all'altra lontana mediante la quale viene eseguita la commutazione R–T. L'utente del collegamento può essere presso l'unità lontana del controllo a distanza ed effettuare esso stesso la commutazione R–T, oppure collegato mediante linea telefonica all'unità lontana, che in tal caso viene servita da un marconista per la commutazione R–T.

b) Le funzioni svolte da un complesso per controllo a distanza possono essere le seguenti:

1) La commutazione R–T a distanza, tale funzione è fondamentale e consiste nel determinare l'irradiazione da parte del trasmettitore radio solo quando è premuto il pulsante microfonico od altro commutatore elettricamente equivalente. Nel caso del controllo a distanza non è conveniente che tale commutatore sia quello del microfono del marconista, se questi deve solo fornire l'assistenza ad utente che usa un proprio telefono, poichè contemporaneamente alla commutazione R–T determinerebbe l'inclusione superflua in linea del suo microfono, con l'introduzione di rumore ed attenuazione.

2) La chiamata e conversazione telefonica tra l'utente ed il marconista, nel caso di controllo a distanza costituito da unica unità, e tra l'utente, tra il marconista lontano e quello presso la stazione nel caso di controllo a distanza costituito da due unità.

3) L'amplificazione audio per fornire una adeguata modulazione al trasmettitore radio, quando la lunghezza della linea lo rende necessario.

4) Il comando a distanza dell'alimentazione della stazione (spenta–accesa).

5) La trasmissione in grafia (c.w.) da parte del marconista lontano.

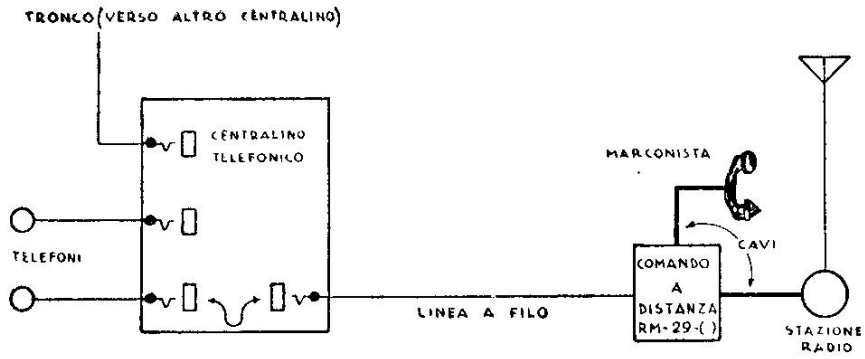


FIG. 333 - *Esempio di collegamento di stazione radio e centralino telefonico mediante comando a distanza costituito da una sola unità.*

6) La scelta di frequenza predisposte da parte del marconista lontano.

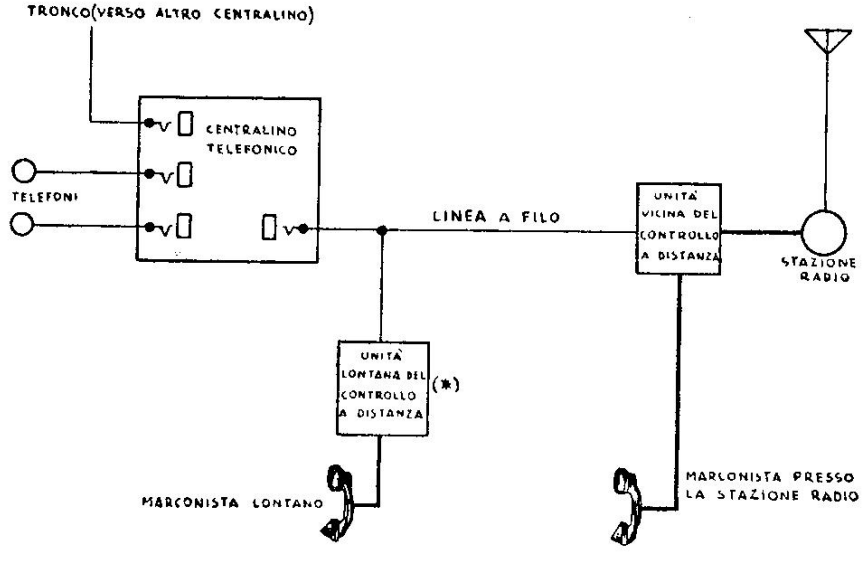
c) Alla figura 333 è indicato un esempio di collegamento ad un centralino telefonico di stazione radio mediante un tipo di controllo a distanza costituito da un'unica unità, installata presso la stazione stessa. La commutazione R–T è eseguita localmente dal marconista presso la stazione radio. La procedura del servizio in tal caso è la seguente:

1) Quando la stazione radio riceve una chiamata da una stazione corrispondente interessante un utente della rete telefonica, il marconista fa attendere in ascolto la stazione chiamante; mediante il commutatore del controllo a distanza include il proprio microfono e cuffia sulla linea verso il centralino; esegue la chiamata telefonica e richiede al centralinista la comunicazione con l'utente telefonico. Quando quest'ultimo risponde, gli annuncia la chiamata da parte della stazione radio lontana; l'avverte di pronunciare l'interlocuzione « passo » alla fine di ogni periodo di trasmissione; quindi mediante il commutatore del controllo a distanza collega la linea telefonica alla stazione radio ed invita a parlare.

Il marconista ascolterà continuamente la conversazione ed eseguirà la commutazione T–R al « passo » degli utenti.

2) Quando un utente telefonico deve usare il collegamento radio, chiama il centralinista che a sua volta chiamerà il marconista; questi mediante il commutatore del controllo a distanza, include la propria cuffia e microfono sulla linea telefonica; l'utente indica al marconista la stazione desiderata, il marconista l'invita ad attendere, ricollega cuffia e microfono alla stazione radio, chiama la stazione radio desiderata ed avuta risposta l'invita ad attendere in ascolto; si ricollega con cuffia e microfono alla linea telefonica, avverte l'utente chiamante di usare la procedura di « passo » e quindi collega la linea telefonica alla stazione radio invitando l'utente a parlare. Anche in questo caso il marconista deve ascoltare continuamente la conversazione ed eseguire la commutazione R–T al « passo » degli utenti.

d) Alla figura 334 è indicato un esempio di collegamento al centralino telefonico di stazione radio, mediante un complesso per controllo a distanza costituito da due unità. La procedura del servizio è analoga a quella del precedente sottoparagrafo *c*); la commutazione R–T è eseguita dal marconista presso l'unità lontana del controllo a distanza.

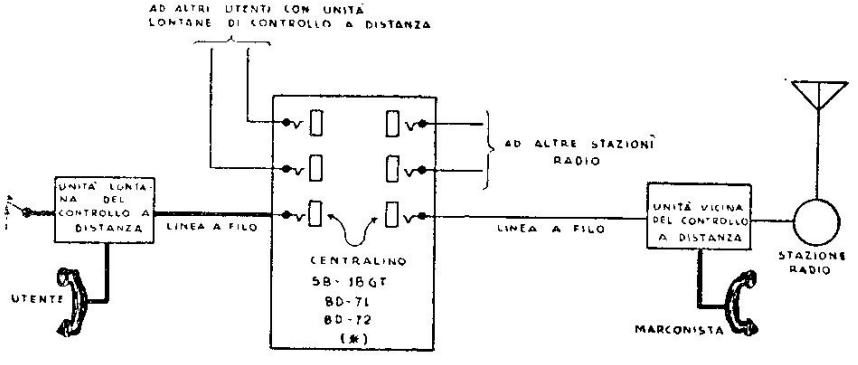


(*) In alcuni tipi tale unità è sostituita da un telefono EE–8–() derivato alla linea telefonica ed un tasto telegrafico sul circuito della corrente continua (2ª linea).

FIG. 334 – *Esempio di collegamento di stazione radio a centralino telefonico mediante comando a distanza costituito da due unità.*

e) Alla figura 335 è indicato un esempio di centralizzazione dei controlli a distanza per una o più stazioni radio. Il tipo di complessi per controllo a distanza è costituito da due unità e richiede una linea bifilare per il collegamento tra le stesse. Il centralino utilizzato non deve bloccare o shuntare il passaggio della corrente continua tra i due tratti di linea.

In tale tipo di sistemazione la commutazione R–T può essere eseguita dagli utenti del collegamento, presso i quali sono installate le unità lontane dei controlli a distanza. Con una sistemazione analoga si può anche ottenere la possibilità di connettere una all'altra le stazioni radio allacciate al centralino, realizzando una forma di funzionamento in relè a commutazione R–T manuale.



(*) Con i centralini BD–71 e BD–72 occorre adottare una procedura di servizio speciale, per eliminare la derivazione della corrente continua da parte degli avvisatori. Essa consiste nell'usare entrambi i monocordi delle due linee da collegare, innestando ognuno sullo jack dell'altra linea, anzichè innestare quello di una sola linea.

FIG. 335 – *Esempio di centralizzazione di comandi a distanza di stazioni radio.*

268. Tipi di comandi a distanza delle stazioni radio.

a) Alcuni tipi di complessi per controllo a distanza sono costituiti da una sola unità installata presso la stazione radio; richiedono la presenza di un marconista presso la stazione stessa che effettui la commutazione R–T durante la conversazione dell'utente che è collegato da linea telefonica. Esempio di questa categoria è il tipo RM–29–().

Altri tipi di complessi sono costituiti da due unità, una installata vicina alla stazione radio e l'altra lontana. Tra le due unità è distesa una linea generalmente bifilare, ma talvolta quadrifilare, e con l'utilizzazione anche del circuito virtuale ricavato dalle due coppie. La commutazione T–R viene eseguita presso l'unità lontana e l'utente può parlare dell'unità lontana, oppure essere collegato mediante linea telefonica all'unità lontana stessa. Essempio di questa categoria è il tipo RC–261.

b) La massima distanza del controllo a distanza, cioè tra l'unità in cui si effettua la commutazione R–T e la stazione radio, è superiore ad un chilometro per la maggior parte dei tipi, impiegando cordoncino telefonico W–110–B. Per alcuni complessi ed in condizioni favorevoli può raggiungere anche 16 km. Tale distanza è determinata dai seguenti fattori:

1) valore della corrente necessaria per il funzionamento del relè dell'unità vicina alla stazione;

2) resistenza alla corrente continua della linea tra l'unità lontana e la vicina e dei circuiti interni;

3) valore della tensione a corrente continua usata nel circuito del relè;

4) le condizioni di trasmissione vocale considerate al successivo paragrafo 269.

c) L'unità lontana di un controllo a distanza a due unità, può essere a seconda dei tipi, un telefono EE–8–() ed un tasto telegrafico, od un'apposita cassetta con microfono e cuffia, od un tipo apposito di telefono a batteria centrale. Con il telefono EE–8–() ed il tasto telegrafico, la commutazione R–T si effettua premendo il tasto telegrafico. Con altri tipi, ad esempio R–261, premendo il pulsante del microfono.

d) La corrente per il relè di commutazione R–T è fornita da pile a secco in alcuni tipi, ad esempio R–261 ed R–289; in essi le pile forniscono anche la corrente al microfono. Nel tipo AN/TRA–2 la corrente continua occorrente è fornita da un raddrizzatore alimentato dalla medesima sorgente a corrente alternata usata per gli apparati radio a cui è destinato.

e) Nella tabella in figura 336 sono elencati i tipi regolamentari di complessi per controllo a distanza per stazioni radio campali di origine U.S.A. con l'indicazione delle loro caratteristiche e prestazioni principali.

269. Limiti di trasmissione per le linee di comando a distanza stazioni radio.

a) La lunghezza complessiva di linea a filo tra il luogo dell'utente lontano e la stazione radio può risultare limitata maggiormente dalle esigenze di trasmissione vocale che da quella del valore della corrente continua per il relè di commutazione R–T. Sono elementi determinanti:

— il volume audio occorrente per la buona modulazione del trasmettitore:

— l'attenuazione alle frequenze vocali della linea e delle unità del controllo a distanza, e per disadattamenti eventuali d'impedenza tra linea ed apparati;

— eventuali dissimetrie d'impedenza dei due fili di linea verso terra, con conseguenti maggiori possibilità di rumore e diafonia;

— il volume dell'uscita del ricevitore radio.

Di tutti i fattori elencati, il più importante è il primo.

b) Il volume medio occorrente per la buona modulazione di un trasmettitore varia col tipo di trasmettitore radio; generalmente, in mancanza di dati precisi, può essere supposta accettabile una attenuazione complessiva di 5 *db* tra il telefono EE–8–() dell'utente ed il trasmettitore radio. Valutando a 2 *db* l'attenuazione provocata dalla unità di controllo vicina della stazione radio, rimangono 3 *db* di attenuazione per la linea: questo valore rappresenta una lunghezza di 1,6 km; di cordoncino campale W–110–B. Con una tale lunghezza di linea, l'equivalente telefonico corrispondente ai fini del piano di trasmissione è di 30 *db*, e risulta riducibile al massimo a 27 *db*, riducendo a lunghezza trascurabile la linea stessa.

I trasmettitori con preamplificatore generalmente ammettono un ingresso con livello audio più basso, e di conseguenza consentono maggiori lunghezze di linea per il controllo a distanza.

I dati di lunghezza massima di linea (equivalente telefonico 30 *db*) per i complessi regolamentari di controllo a distanza sono riportati nella tabella in figura 336.

Tipo relè 1) compl. con 2) unità vicina 3) unità lontana	Stazioni radio servite	Linea tra la stazione radio e l'unità lontana		*N O T E*
		n. coppie	Lunghezza massima in W-110-B	
1) AN/TRA-2 2) C-113/TRA-2 3) C-112/TRA-2	AN/TRC-1 od AN/TRC-8	1 o 2	km 3,2	Occorre una linea con 2 coppie quando il ricevitore è lontano dal trasmettitore, oppure quando si funzioni con due diverse frequenze per le due direzioni di trasmissione
1) AN/TRA-2 2) C-113/TRA-2 3) AN/TTQ-1	AN/TRC-1 od AN/TRC-8	1 o 2	km 12	
1) RC-47-() 2) RM-12-() 3) RM-13-()	R-177- R-188- R-193-	2	km 10	
1) RC-261 2) RM-53 3) RM-52	R 300 R 510 R 608 R 619 AN/TRC-7	1	km 3,2	
1) RC-289 2) RM-39-() 3) Tel. EE-8-() e tasto telegrafico J-4	R-178 R-284 R-299-D R-399-A R-499-A R-608 R-610 R-694	1	km 8	
1) RC-290 2) RM-29-() 3) Tel. EE-8-()	R-178 R-284 R-608 R-610	1	km 3,2	
1) — 2) — 3) Microtelefono a pulsante	R-256 od R-257	2	km 3,2	È una componente della stazione radio
1) RM-7-()	R-197	2	km 12	È una componente della stazione radio
1) RM-14 2) RM-14 3) Tel. EE-8-() commutatore e prese di terra	R-194 od R-195	1	km 3,2	
1) RM-21 2) — 3) RM-21	R-543	7 fili	m 50 cavo spec. 7 condutt.	È una componente della stazione radio
— — — — —	AN-CRC-3	1	km 1,6	È una componente della stazione radio
3) AN/TTQ-1	AN-CRC-3	1 o 2	km 1,6	L'unità AN/TTQ-1 non è un componente della stazione radio: occorre una linea bicoppia quando il ricevitore è lontano dal trasmettitore, oppure si funzioni con due diverse frequenze nelle due direzioni di trasmissione
1) — 2) — 3) Tel. EE-8-() scatola JB-40	R-299 R-399-A od R-499-A	1	km 1,6	È una componente della stazione radio

Tutti i complessi elencati consentono la commutazione T-R lontana, eccetto il tipo R-C-290 che la richiede presso il trasmettitore e le stazioni R-299, R-399-A, R-499-A che la richiedono presso il trasmettitore, qualora non si disponga del tipo RM-39-(). — Le lunghezze di linea impiegate possono essere aumentate impiegando conduttori con minore resistenza ohmica e minore attenuazione del cordoncino W-110-B.

FIG. 336 – *Tipi e caratteristiche dei complessi regolamentari per comando a distanza stazioni radio.*

PARTE III

TELEGRAFIA

CAPITOLO 1.

INTRODUZIONE

301. I collegamenti telegrafici.

I collegamenti telegrafici sono quelli ai quali è riservata la trasmissione di segnali scritti.

Praticamente in telegrafia, gli elementi scritti dell'informazione, lettere, cifre, segni di interpunzione, ecc., vengono convertiti per necessità di trasmissione in sequenze di segnali elettrici prestabiliti che all'estremo ricevente vengono riconvertiti e restituiti sotto forma di segnali scritti.

302. Confronto tra telefonia e telegrafia.

È nota, dalla Telefonia e dai caratteri intrinseci di tale mezzo di trasmissione, la necessità che la via di trasmissione telefonica debba risultare libera da tensioni perturbatrici e che le oscillazioni elettriche lungo detta via non debbano subire distorsioni.

In Telegrafia invece, l'influenza di tensioni perturbatrici non interviene (entro determinati limiti) sull'efficienza della comunicazione, e le eventuali distorsioni dei segnali sono tollerabili, almeno fino a quando, in ricezione, è possibile stabilire con sicurezza quali segnali sono stati effettivamente trasmessi.

In sintesi, mentre in telefonia, alla ricezione, la comunicazione rimane indissolubilmente affetta dagli eventuali disturbi introdotti durante la trasmissione, in telegrafia, nonostante le distorsioni subite dai singoli segnali si riesce ancora ad ottenere (entro determinati limiti) un testo chiaro ed esatto.

303. Sviluppo civile e militare dei collegamenti telegrafici.

Per questa sua caratteristica, la telegrafia ha assunto oggi particolare importanza nel campo delle comunicazioni mondiali.

Impiegata inizialmente per le sue doti di semplicità e per la maggior portata nei confronti della telefonia, il largo impiego odierno della telegrafia è dovuto al miglior rendimento generale di tale sistema di trasmissione rispetto agli altri.

L'avvento della telegrafia armonica e simultanea, l'impiego sempre più esteso di telescrittori e di mezzi automatici, la centralizzazione dei servizi telegrafici spinta al completo automatismo, indicano che la tecnica della trasmissione telegrafica è capace di soddisfare le sempre maggiori esigenze nello scambio d'informazioni, richieste dal dinamismo della vita moderna.

La telegrafia è essenzialmente adatta per messaggi unidirezionali e per ordini che non richiedono spiegazioni.

Tale caratteristica formativa del messaggio, risponde bene ad un tipo di comunicazione frequentissimo in campo militare.

In tale campo, i vantaggi salienti della telegrafia sono rappresentati da:

- miglior sfruttamento delle vie di trasmissione;
- minor soggezione ai disturbi;
- documentazione della comunicazione;
- facilità di osservare le norme fondamentali di segretezza;
- possibilità di rigenerazione dei segnali:
- maggior capacità di traffico a parità di larghezza di banda.

Per contro i suoi svantaggi sono rappresentati da:

- maggior grado di addestramento;
- maggior onere di manutenzione;
- impiego di apparati pesanti ed ingombranti;
- necessità di notevoli potenze di alimentazione.

CAPITOLO 2.

I CODICI TELEGRAFICI

304. Codici bivalenti.

Sono codici che usano soltanto due tipi di impulsi chiamati impulsi di riposo (mark) ed impulsi di lavoro (space). Dal punto di vista elettrico, questi impulsi possono consistere in:

— presenza di corrente per l'impulso di riposo, assenza di corrente per quello di lavoro, o viceversa; in questo caso si dice che il funzionamento è a corrente semplice o a circuito neutro;

— corrente di polarità positiva per l'impulso di riposo, corrente di polarità negativa per l'impulso di lavoro, o viceversa; tale funzionamento si dice a corrente doppia o a circuito polare;

— corrente di ampiezza x per l'impulso di riposo, corrente di ampiezza y per l'impulso di lavoro; tale tipo di funzionamento si può chiamare a corrente differenziale;

— corrente alternata di frequenza x per l'impulso di riposo, corrente alternata di frequenza y per l'impulso di lavoro.

Sono codici bivalenti tra altro il codice Morse internazionale ed il codice a 5 unità o codice Baudot.

305. Codice Morse internazionale.

È il codice usato nella telegrafia manuale e nella telegrafia veloce. Ogni carattere (lettera, cifra o segno d'interpunzione) è rappresentato da uno o più elementi unitari, consistenti in punti e linee.

In questo codice la durata delle linea è tre volte quella del punto; la durata dell'intervallo tra gli elementi dello stesso carattere è uguale a quella del punto; la durata dell'intervallo tra le lettere della stessa parola è uguale a tre punti; la durata dell'intervallo tra due parole è uguale a cinque punti.

La figura 1 rappresenta, a titolo di esempio, la successione degli elementi unitari delle parole PARIS e CODEZ, parole usate rispettivamente in Francia e negli Stati Uniti quali parole campione per la determinazione della velocità di trasmissione:

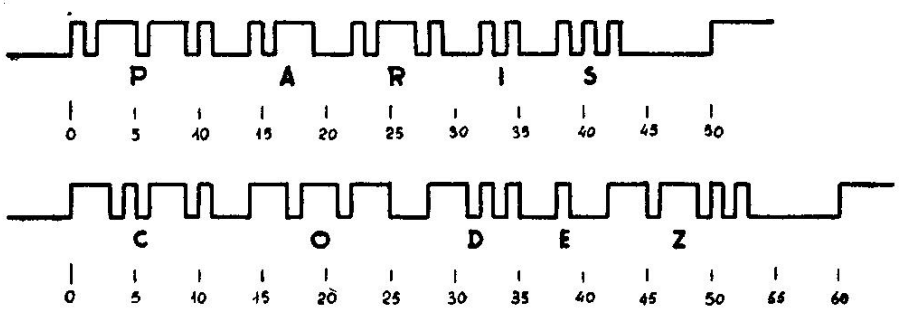


FIG. 1 – *Parole campione usate nel Codice Morse internazionale per determinare la velocità di trasmissione.*

Si nota che la parola PARIS corrisponde a 50 elementi unitari, la parola CODEZ a 60 elementi unitari, per cui queste due parole non possono essere usate indiscriminatamente per stabilire la velocità di trasmissione.

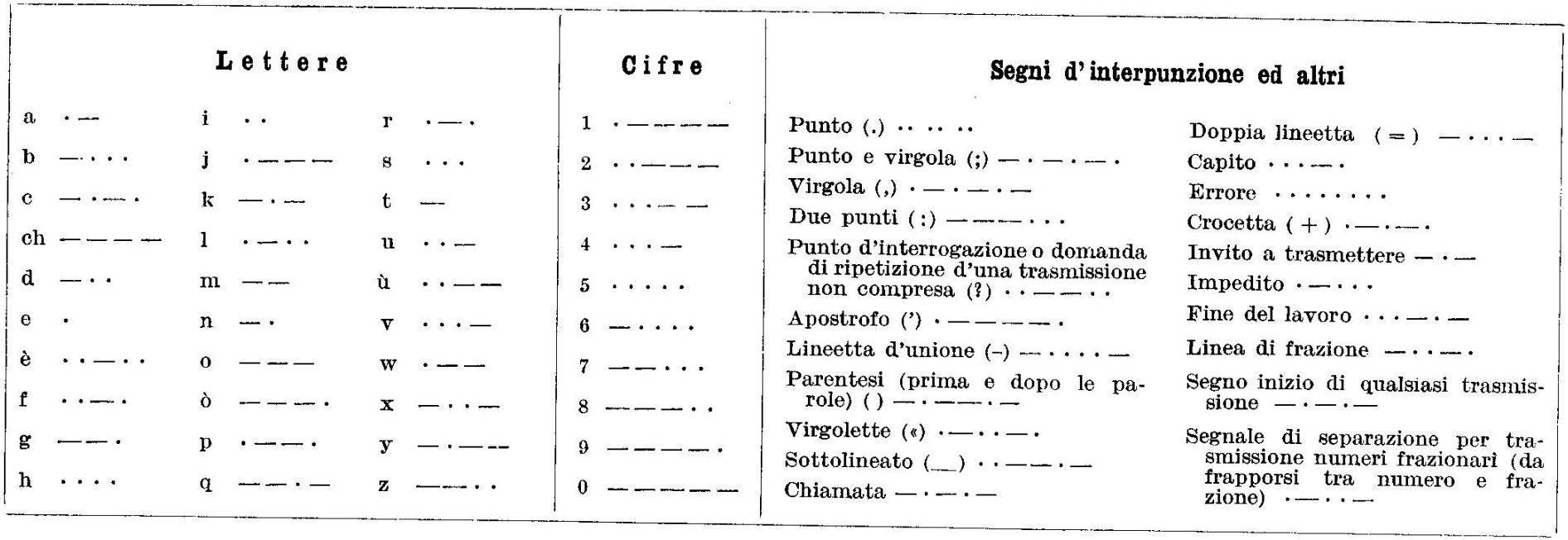


FIG. 2 - *Il codice Morse internazionale.*

306. Il codice a 5 unità (o codice Baudot).

È il codice usato nei telescrittori e negli apparati Baudot. È un codice che usa anch'esso due tipi di elementi unitari. Ogni carattere è formato da una combinazione di 5 di tali elementi unitari, di uguale lunghezza. Dato il numero fisso di 5 elementi unitari per ogni carattere, il numero delle combinazioni che si possono ottenere è limitato a 32.

Tale numero di combinazioni però non è sufficiente per formare le 26 lettere dell'alfabeto, le 10 cifre, i vari segni d'interpunzione ed un certo numero di segnali speciali di servizio. Pertanto con tale tipo di codice si è dovuto introdurre un apposito dispositivo, detto di « inversione », che raddoppia il numero delle combinazioni.

Il dispositivo è simile a quello delle comuni macchine da scrivere per la scelta tra lettere maiuscole e minuscole. La stessa combinazione di impulsi può dare luogo a due caratteri diversi, appartenenti uno alla categoria « lettere » l'altro alla categoria « cifre »; in quest'ultima categoria sono compresi cifre, segni d'interpunzione e segnali speciali di servizio. Due combinazioni chiamate « lettere » e « cifre » sono riservate per la manovra del dispositivo di inversione.

307. Gli altri codici in uso attualmente.

Codice Morse-Recorder.

È una variazione del codice Morse Internazionale. Usa, per rappresentare i punti e le linee, degli elementi unitari della stessa durata ma di polarità opposta. L'intervallo tra gli elementi unitari dello stesso carattere può essere abolito. L'intervallo tra caratteri e tra parole è rappresentato dalla assenza di corrente.

È poco usato; di solito nei cavi marini.

È un codice trivalente.

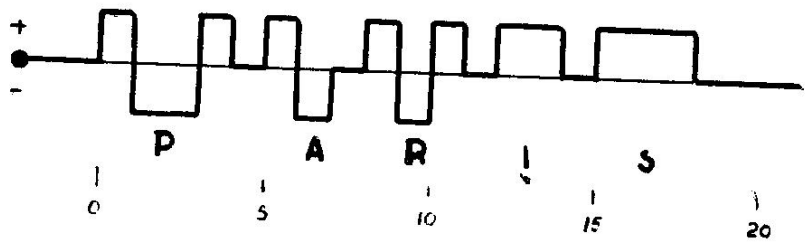


FIG. 3 - *Il codice Morse - Recorder.*

Il codice Hughes.

È usato nell'apparato Hughes, il quale è fondato sul sincronismo di due ruote, alla cui periferia sono ricavati dei caratteri tipografici e dei contatti.

La trasmissione avviene chiudendo un contatto ed inviando un impulso elettrico nel preciso istante, nel quale le due ruote hanno assunto la posizione corrispondente al carattere che si vuole trasmettere. Il codice Hughes è quindi un codice nel quale ogni carattere è rappresentato dalla posizione nel tempo di un unico impulso trasmesso.

Il codice Wright e Nigron.

In questo codice una ruota tipo fa un passo per ogni impulso elettrico trasmesso. Ogni carattere è rappresentato da un determinato numero di impulsi, tutti dello stesso tipo e della stessa durata.

308. Il codice Telegrafico Internazionale n. 1 e n. 2 del C. C. I. T.

Inizialmente i codici a 5 unità erano diversi, tra essi i più importanti erano:

— il codice *Baudot:* era scelto col criterio di ottenere l'addestramento più facile per la manovra degli apparati Baudot a 5 tasti;

— il codice *Murray:* scelto in modo da avere, nel servizio automatico a zona perforata, il minimo di fori e quindi di coriandoli (per testi in lingua inglese);

— il codice *Siemens:* scelto col criterio di ottenere (per testi in lingua tedesca) il minimo di inversioni di corrente, inversioni che davano origine a dei fenomeni transitori che nei cavi di allora erano dannosi.

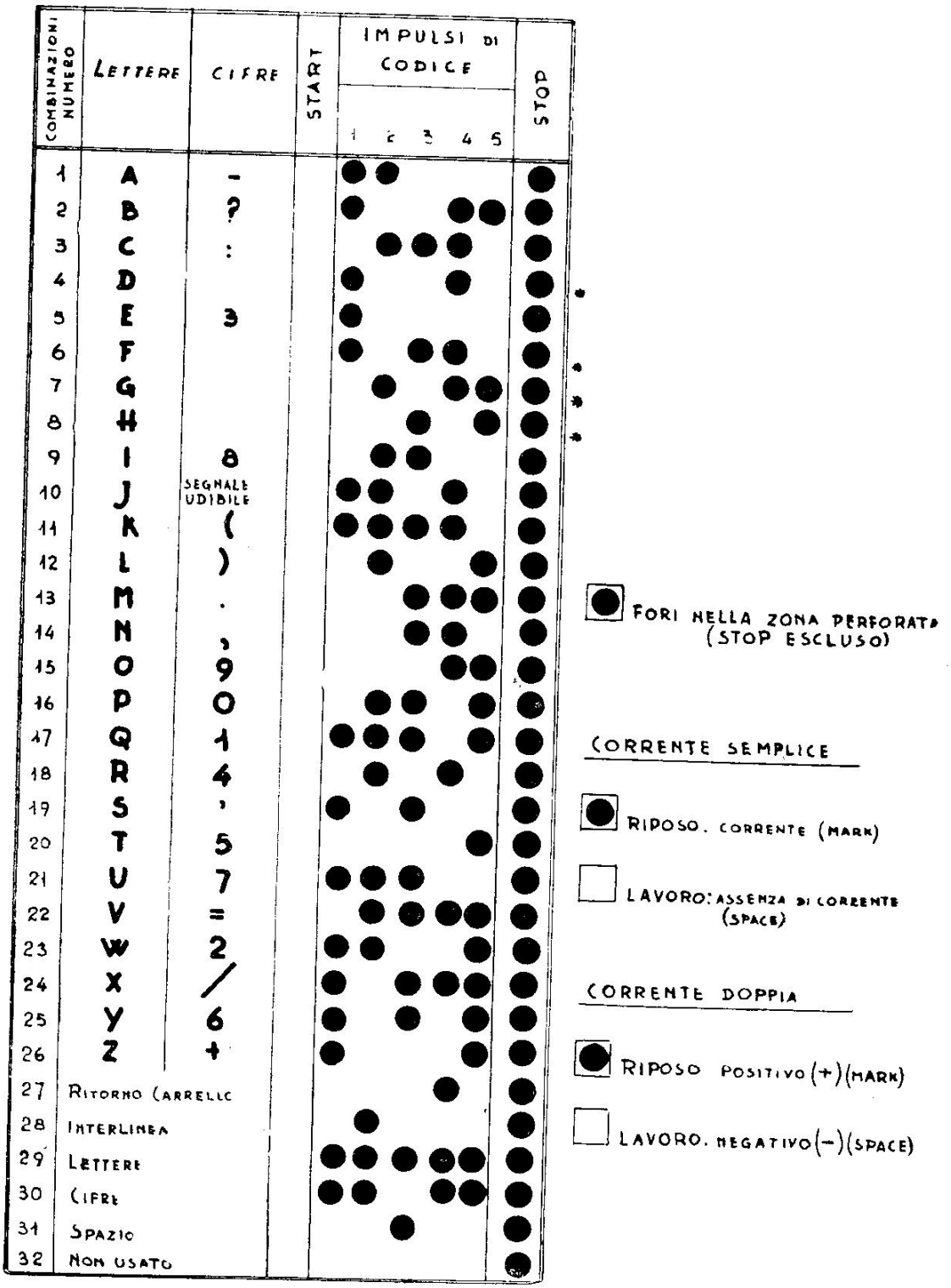
Con la diffusione sempre più vasta dei telescrittori nei collegamenti internazionali è sorta la necessità di unificare i codici. Il C.C.I.T. (Comitato Consultivo Inter. per la Telegrafia) dopo lunghi sforzi ha raccomandato nel 1932 il codice Baudot per l'impiego degli apparati multipli Baudot ancora in uso ed il codice Murray, il quale si presenta vantaggioso anche per le lingue che non sono l'inglese, per l'impiego dei telescrittori. I due codici sono stati chiamati rispettivamente « Codice Internazionale N. 1 » e « Codice Internazionale N. 2 ».

Nella figura 4 è rappresentato il codice internazionale N. 2, nel quale 4 combinazioni, e precisamente la parte « cifre » corrispondente alle lettere D, F, G, H, sono lasciate a disposizione dei singoli paesi.

La combinazione N. 32, composta di 5 elementi di lavoro, non può essere usata, in quanto essa potrebbe apparire in caso di rottura accidentale del circuito telegrafico, o nel momento di rottura del collegamento nei sistemi telegrafici a commutazione.

La tabella 5 rappresenta il Codice Internazionale N. 2 con l'uso che i diversi Paesi hanno fatto delle 4 combinazioni libere.

Nella tabella inoltre sono rappresentate per confronto le differenze tra tale codice ed il codice standard usato negli Stati Uniti d'America



Nota: * combinazioni lasciate a disposizione delle singole nazioni.

FIG. 4 – *Alfabeto Internazionale C.C.I.T. N. 2.*

Combinazione N.	Lettere	Cifre	Combinazioni lasciate a disposizione dei singoli paesi				Standart U.S.A.
			Italia	Ingh.	Francia	Germ.	
1	A	–					
2	B	?					
3	C	:					
4	D		chi è	who are you	indicatif	wer da	$
5	E	3					
6	F		°	%	E		!
7	G		%		%		&
8	H		;		H		stop
9	I	8					
10	J	segnale audibile					,
11	K	(					
12	L	)					
13	M	.					
14	N	,					
15	O	9					
16	P	0					
17	Q	1					
18	R	4					Bell
19	S	'					
20	T	5					
21	U	7					
22	V	=					;
23	W	2					
24	X	/					
25	Y	6					
26	Z	+					,,
27	ritorno carrello						
28	interlinea						
29	lettere						
30	cifre						
31	spazio						
32	non usato						

FIG. 5 - *Il Codice Internazionale N. 2 nelle diverse nazioni, e lo standard U.S.A.*

CAPITOLO 3.

LA TRASMISSIONE TELEGRAFICA

309. Generalità.

La trasmissione di una comunicazione telegrafica si compie in tre distinte fasi e cioè:

— *emissione* (modulazione) in cui la comunicazione scritta o stampata si trasforma nella corrispondente sequenza di segnali telegrafici;

— *trasmissione, propriamente detta,* in cui i segnali telegrafici sono trasmessi lungo la linea o via radio sino al posto di ricezione;

— *ricezione* (restituzione) in cui i segnali telegrafici sono ritrasformati nelle lettere, nelle cifre e nei segni d'interpunzione componenti il testo originario.

310. La modulazione telegrafica (emissione).

La modulazione telegrafica, cioè la generazione dei segnali telegrafici è costituita da una successione di elementi disuguali che sono detti *elementi significativi.*

Ad ogni elemento con corrente di lavoro ne segue uno con corrente di riposo o viceversa. Tutti gli elementi significativi hanno la caratteristica, agli effetti della trasmissione, che al termine di ciascuno di essi si ha sempre una variazione di corrente. Questi punti limite sono detti *istanti caratteristici* della modulazione.

La figura 6 mostra la combinazione di elementi unitari per la formazione della lettera « Z » nell'alfabeto (o codice) Morse Internazionale e nel codice a 5 unità (senza o con segnale di start e stop).

311. La velocità di modulazione (velocità telegrafica).

L'unità della velocità di modulazione è il *Baud* (dall'ingegnere francese Baudot, inventore dell'apparato telegrafico che porta il suo nome).

1 Baud corrisponde ad una velocità di modulazione che permette di trasmettere un elemento unitario al secondo.

La velocità di modulazione è quindi data dal numero di elementi unitari che si possono trasmettere in un secondo.

Se la durata dell'elemento unitario è T (nel caso particolare del codice Morse Tp = durata del punto) si ha che il numero degli elementi unitari che possono essere trasmessi in un secondo è $\frac{1}{T}$ ($\frac{1}{Tp}$ nel codice Morse) per cui la velocità di modulazione diventa:

$$v = \frac{1}{T} \text{ Baud } (v = \frac{1}{Tp} \text{ nel codice Morse})$$

Nel caso specifico dei telescrittori europei la durata dell'elemento unitario è di 20 millisecondi, a cui corrisponde una velocità di modulazione di:

$$v = \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} = 50 \text{ Baud}$$

Gli americani al posto del Baud usano il « dot-cycle/sec » o « punto-ciclo/sec », dove il punto ciclo è rappresentato dal punto seguito da un intervallo (nel codice Morse).

Il punto ciclo corrispondente a due elementi unitari per cui la velocità di modulazione espressa in punti-ciclo/sec è il doppio di quella espressa in Baud:

25 punti-ciclo/sec = 50 Baud

Nella trasmissione telegrafica ha molta importanza la frequenza massima che si verifica quando tutti gli elementi significativi hanno la lunghezza di un elemento unitario. In questo caso un periodo intero corrisponde a due elementi unitari o ad un punto-ciclo, per cui la velocità di modulazione espressa in punti-ciclo/sec corrisponde esattamente alla frequenza suddetta, mentre la velocità di modulazione espressa in Baud corrisponde al doppio della frequenza:

25 punti-ciclo/sec = 25 Hz
50 Baud = 25 Hz

La velocità telegrafica, anzichè in Baud, può essere espressa anche in caratteri/sec o parole/minuto. Mentre nel codice a 5 unità dei telescrittori ogni carattere è composto di 7 elementi unitari (7,5 nei telescrittori recenti, nei quali il segnale di stop è pari a 1,5 elementi unitari), nel Codice Morse Internazionale il numero di elementi unitari varia da carattere a carattere.

Il C.C.I.T. ha stabilito una media di 8,5 elementi unitari per carattere. Usando come parola campione PARIS si ha che i 6 caratteri (5 lettere + 1 intervallo = 6 caratteri), corrispondono a 50 elementi

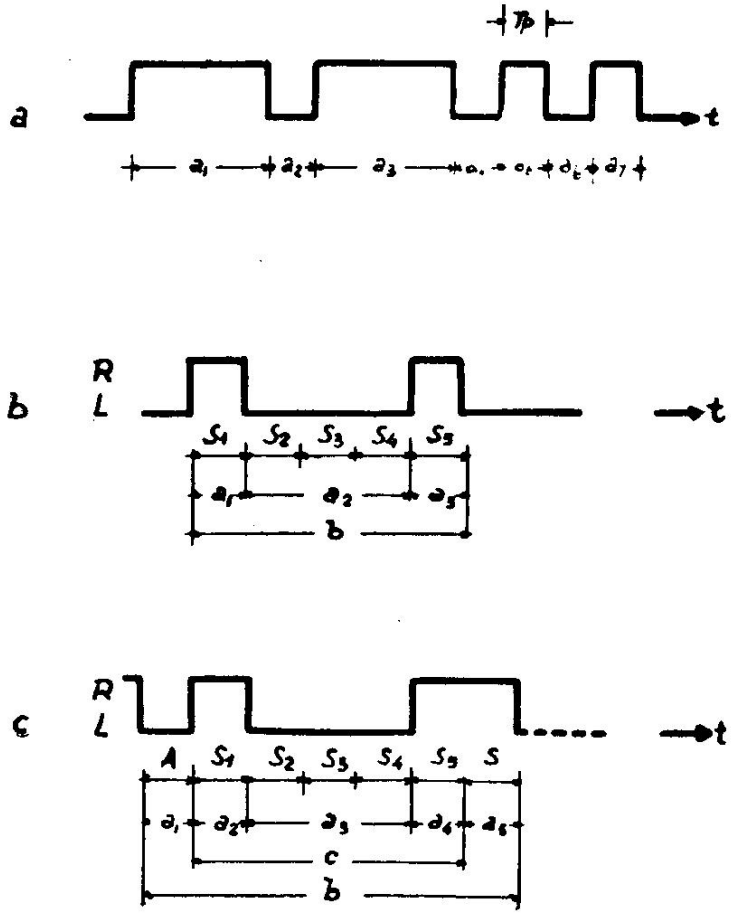


FIG. 6 – *Segnali telegrafici.*

a) Lettera « Z » nel codice Morse Internazionale.

Tp = Durata del punto
$a_1 \div a_7$ = Elementi significativi.

b) Lettera « Z » nel codice a 5 unità senza segnali di start-stop (apparati sincroni); p. es. app. Baudot.

L = Corrente di lavoro
R = Corrente di riposo
$S_1 \div S_5$ = Elementi unitari di segnale
$a_1 \div a_3$ = Elementi significativi
b = Gruppo di elementi unitari (coincidenti con il segnale).

c) Lettera « Z » nel codice a 5 unità con segnali di start-stop (apparati aritmici = telescrittori).

L = Corrente di lavoro
R = Corrente di riposo
A = Elemento di avviamento o di start
S = Elemento di arresto o di stop
$S_1 \div S_5$ = Elementi unitari del segnale
$a_2 \div a_4$ = Elementi significativi
c = Segnale
b = Gruppo di elementi unitari.

unitari (*vedi* fig. 1), per cui in media ogni carattere è formato da $\frac{50}{6} = 8{,}3$ elementi unitari. Usando invece la parola CODEZ formata da 60 elementi unitari, si ha che in media il carattere è formato da $\frac{60}{6} = 10$ elementi unitari.

La tabella 8 mostra i valori delle velocità telegrafiche espresse nelle varie unità nei diversi sistemi e codici, per una velocità di modulazione costante di 50 Baud.

Il numero dei caratteri che possono essere trasmessi in un secondo (per una velocità di modulazione di 50 Baud) viene chiamato anche *rendimento telegrafico.*

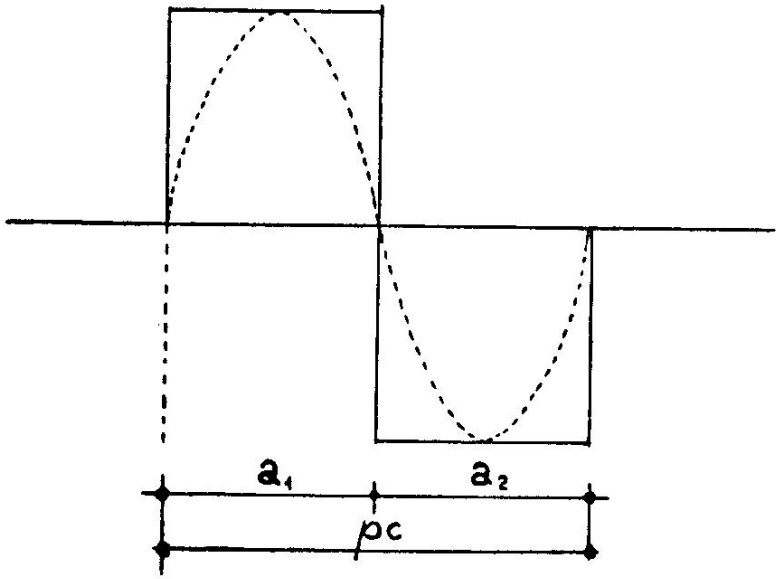


FIG. 7

a_1, a_2 = Elementi unitari
pc = Punto ciclo = Periodo

	Media degli elementi unitari necessari per formare:		Ad una velocità di modulazione di 50 Baud si possono trasmettere:		
	una parola di 5 caratteri (più uno spazio) N	un carattere (medio per l'app. Morse) N/6	caratteri al sec. $\frac{50.6}{N}$	caratteri al minuto $\frac{50.6.60}{N}$	parole al minuto $\frac{50.60}{N}$
Telescrittori con segnale di stop pari a 1,5 elementi unitari	45	7,5	6,66	400	66,6
Telescrittori con segnale di stop pari a 1 elemento unitario	42	7	7,14	428	71,4
Telescrittori con segnale di stop pari a 1,42 elementi unitari (telescrittori americani)	44,42	7,42	6,74	404	67,4
Apparati Morse (usando come campione la parola PARIS)	50	8,3	6	360	60
Apparati Morse (usando come campione la parola CODEZ)	60	10	5	300	50

TABELLA 8.
VELOCITÀ TELEGRAFICHE

Definizioni:

Elemento unitario: impulso più corto di una trasmissione telegrafica.

Elemento significativo: successione di elementi unitari della stessa valenza.

Istanti caratteristici: istante di variazione della corrente tra due elementi significativi.

Unità di misura della velocità telegrafica:

1 Baud = 1/T (T = durata dell'elemento unitario)
= ½ periodo/sec

oppure:

1 punto-ciclo/sec = 1 periodo/sec = 2 Baud
50 Baud = 25 punti-ciclo/sec = 25 Hz

velocità telegrafica:

in genere: $v = 1/T$ (Baud)
codice Morse: $v = 1/Tp$ (Baud) (Tp = durata del punto)

Telescrivente (T = 20 millisecondi):

$$v = 1/20 \cdot 10^{-3} = 50 \text{ (Baud)}$$

312. La distorsione dei segnali telegrafici.

Gli istanti più importanti della trasmissione telegrafica sono quelli in cui è azionato il relè di ricezione, cioè gli istanti caratteristici della modulazione.

Ogni spostamento nel tempo di questi istanti, l'uno rispetto all'altro, rappresenta una distorsione dei segnali, distorsione la quale, oltre un certo limite, conduce alla riproduzione di un segnale errato.

Tutti gli elementi significativi, e corrispondentemente gli istanti caratteristici della modulazione, subiscono durante la loro trasmissione attraverso i circuiti ed i filtri (ma anche attraverso le ripetizioni dei relè) un ritardo nel tempo che viene chiamato *ritardo di restituzione*. Tuttavia se tale ritardo è identico per tutti gli elementi significativi, e di conseguenza per tutti gli istanti caratteristici, tutti i segnali risulteranno spostati parallelamente nel tempo ed il segnale non subirà quindi alcuna distorsione, come appare nella figura 9.

La distorsione non deve quindi identificarsi col ritardo di restituzione, ma con le differenze del ritardo di restituzione dei singoli istanti caratteristici della modulazione.

Nel determinare l'entità di questa distorsione occorre distinguere i sistemi sincroni da quelli aritmici.

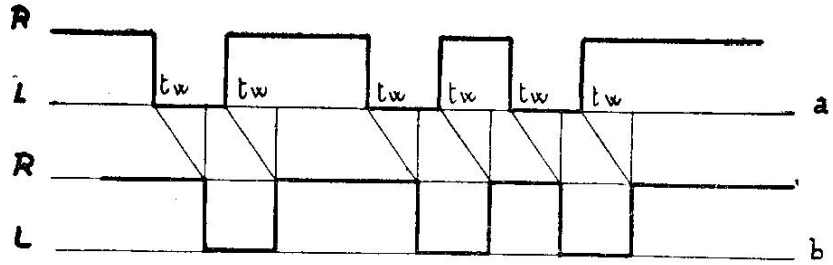


FIG. 9 – *Trasmissione di un segnale telegrafico senza distorsione*

a) Segnale emesso L = Corrente di lavoro
b) Segnale ricevuto R = Corrente di riposo
tw = Ritardo di restituzione.

313. Grado di distorsione della modulazione sincrona.

Il C.C.I.T. dà la seguente definizione del grado di distorsione: « Quando gli intervalli di tempo tra gli istanti caratteristici hanno alla ricezione la medesima posizione nel tempo di quelli teorici (senza distorsione), allora sia la modulazione attraverso il trasmettitore, sia la trasmissione lungo la linea, ecc., risulteranno prive di distorsioni; dette distorsioni però si verificano quando tra gli istanti caratteristici ricevuti e le loro posizioni nominali sussistano spostamenti nel tempo ».

Il rapporto tra il valore assoluto della differenza algebrica massima $t_{rmaz} - t_{rmin}$ fra gli anzidetti spostamenti e la durata teorica di un elemento unitario T, si chiama grado di distorsione e si indica col simbolo δ.

Il grado di distorsione è perciò:

$$\delta = \frac{t_{max} - t_{min}}{T}$$

Di solito δ viene espresso in %; ed allora si ha:

$$\delta\,\% = \frac{100\,(t_{max} - t_{min})}{T}$$

314. Grado di distorsione della modulazione aritmica.

Il C.C.I.T. per questa specie di distorsione dà la seguente definizione: « Per grado di distorsione di modulazione deve intendersi il valore assoluto t_r, t_{amax} della massima deviazione nel tempo degli istanti caratteristici dai loro valori teorici — riferita alla durata dell'elemento unitario T — qualora si suppongono gli istanti teorici definiti nella loro posizione dall'inizio dell'elemento di avviamento ».

Si ha quindi:

$$\delta_B = \frac{t_r,\ t_{amax}}{T}$$

$$\delta_B\% = \frac{100\ t_r,\ t_{amax}}{T}$$

315. Tipi di distorsione e loro cause.

Tipi di distorsione	Cause
Distorsione irregolare o casuale	Contatti sporchi Attriti nei relè Rimbalzi nei relè Disturbi esterni di correnti industriali Disturbi esterni di circuiti telegrafonici vicini Vibrazioni degli apparati
Distorsione unilaterale (bias)	Regolazione unilaterale dei relè Sorgenti asimmetriche di energia Contatti consumati non uniformemente Irregolarità delle vie di trasmissione
Distorsione caratteristica oppure regolare oppure asimmetrica	Fenomeni transitori nelle linee e nei cavi Fenomeni transitori nelle linee artificiali

TABELLA 10 - TIPI DI DISTORSIONE E LORO CAUSE

316. Il margine.

Per margine s'intende la massima distorsione alla quale il ricevitore può riprodurre ancora esattamente tutte le lettere, le cifre, ecc. trasmesse.

Il valore numerico di detto margine è variabile e dipende dalle modalità della sua determinazione.

Si ha così:

— il margine teorico, che può essere calcolato in base ai dati neccanici dell'apparato, e che per i telescrittori è del 50 %;

— il margine nominale, che è quello che deve avere l'apparato se è regolato secondo determinate prescrizioni e se lavora in condizioni prestabilite (è stabilito dal C.C.I.T. per i telescrittori nella misura del 35 %);

— il margine di esercizio, che ha l'apparato nelle normali condizioni di esercizio (è stabilito dal C.C.I.T. per i telescrittori nella misura del 28 %).

317. Composizione dei segnali telegrafici.

a) *Segnale a doppia corrente continua.*

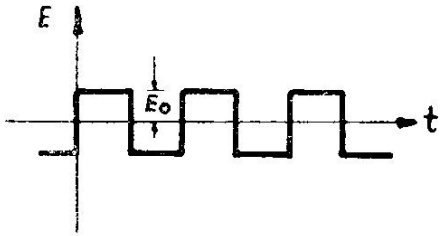


FIG. 11 - *Segnali a c.c. a doppia polarità.*
E_o = Ampiezza dei segnali.

Questo segnale si può scomporre in oscillazioni sinusoidali secondo la serie Fourier. La frequenza fondamentale e le armoniche multiple componenti sono date dall'espressione:

$$E(t) = \frac{4}{\pi} E_0 \left(\text{sen } \omega t + \frac{1}{3} \text{ sen } 3\omega t + \frac{1}{5} \text{ sen } 5\omega t + ...\right).$$

dove:

$E(t)$ = tensione del segnale al tempo t;
E_0 = ampiezza del segnale a corrente continua;
ω = $2\pi f_p$ = frequenza fondamentale del segnale;
f_p = frequenza telegrafica.

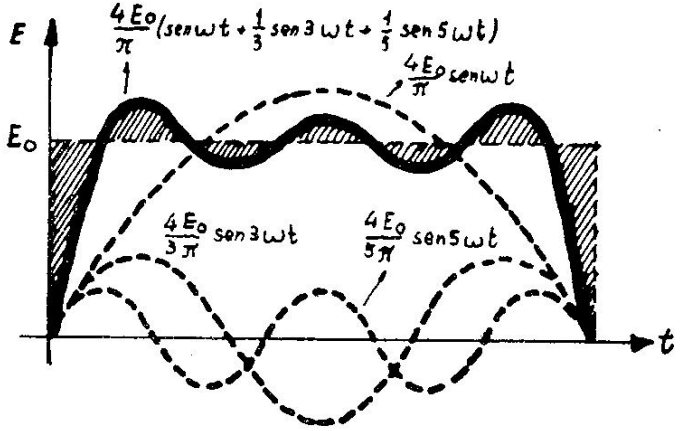


FIG. 12 - *Costituzione del segnale rettangolare a corrente doppia mediante la somma delle infinite oscillazioni parziali. Curva ottenuta dalla composizione della frequenza fondamentale e delle prime due armoniche.*

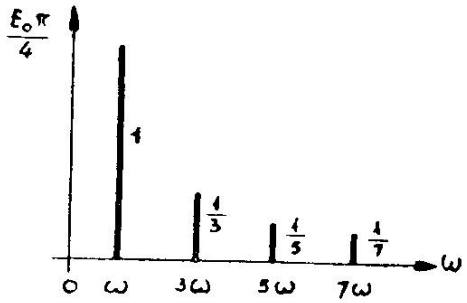


FIG. 13 - *Spettro delle ampiezze di un segnale rettangolare.* $\omega = 2\pi f_p$

b) *Segnale a corrente continua.*

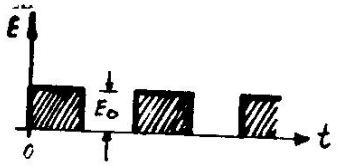


FIG. 14 - *Segnali a corrente continua a semplice polarità.* E_0 = *Ampiezza dei segnali.*

Dividendo per due l'espressione del segnale a corrente doppia e aggiungendo la frazione $\frac{E_0}{2}$ di corrente continua, si ottiene la formula dei segnali telegrafici a corrente semplice.

$$E(t) = E_0\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\left(\text{sen}\ \omega t + \frac{1}{3}\ \text{sen}\ 3\omega t + \frac{1}{5}\ \text{sen}\ 5\ \omega t \ldots .\right)\right]$$

che si può anche scrivere

$$E(t) = E_0\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_0^{\infty}\frac{\text{sen}\ n\ \omega t}{n}\right) \text{ per } n = 1,\ 3,\ 5$$

c) *Salto di tensione.*

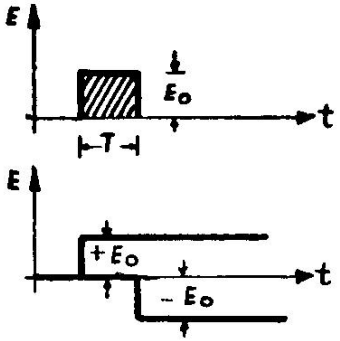


FIG. 15 - *Composizione di un elemento telegrafico unitario da un salto di tensione positivo e da uno negativo.*

Aumentando indefinitivamente il periodo del segnale rettangolare a corrente semplice, la successione periodica dei segnali diventa un s alto di tensione. La sommatoria si trasforma in integrale.

$$E\ (t) = E_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\text{sen}\ \omega\ t}{\omega}\ d\omega \right)$$

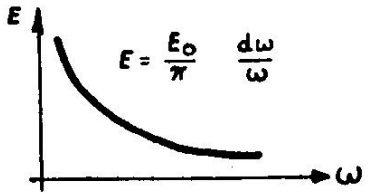


FIG. 16 - *Spettro delle ampiezze di un salto di tensione.*

318. Influenza della limitazione di banda sulla durata del periodo transitorio.

L'espressione del salto di tensione, quando la banda è limitata ad un valore $f_g = w_g/2\pi$ (p. e. da un filtro) diventa:

$$E_1\ (t) = A_0\ E_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega g} \frac{\text{sen}\ \omega t}{\omega}\ d\omega \right)$$

L'andamento di tale espressione è quello della figura seguente:

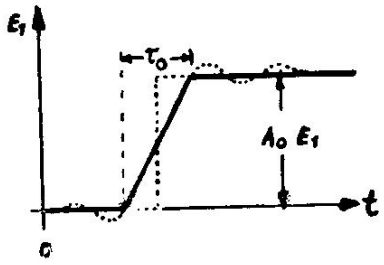


FIG. 17 - *Fenomeno transitorio dovuto ad un salto di tensione nel caso di limitazione della banda di frequenza.*
τ_0 = Periodo transitorio.

La pendenza del tratto corrispondente al periodo transitorio si ottiene differenziando l'espressione $E_1\ (t)$.

Il valore del periodo transitorio è inversamente proporzionale alla pendenza per cui:

$$\tau_0 = \frac{\pi}{\omega_g} = \frac{1}{2f_g}$$

ossia:

La durata del periodo transitorio è inversamente proporzionale al doppio della frequenza limite (f_g) della banda di trasmissione.

Per segnali a frequenza portante, dovendo trasmettere tutte e due le bande laterali, si ha:

$$f_g = \frac{1}{2} B \qquad \text{da cui:} \qquad \tau_0 = \frac{1}{B}$$

ove B è la larghezza di banda del sistema di trasmissione.

Cioè: nella telegrafia a frequenza portante il periodo transitorio è inversamente proporzionale alla larghezza (B) della banda impiegata.

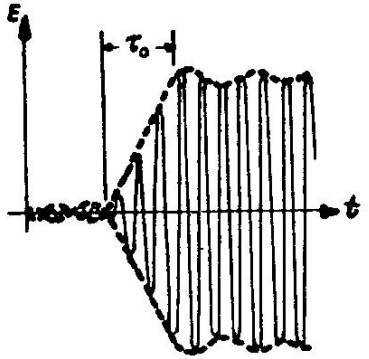


FIG. 18 - *Manipolazione a corrente alternata in un sistema simmetrico a banda stretta.*
τ = Periodo transitorio.

Se f_p è la frequenza fondamentale della modulazione telegrafica, i diversi rapporti di f_p/f_g danno dei periodi transitori crescenti, man mano che diminuisce f_g.

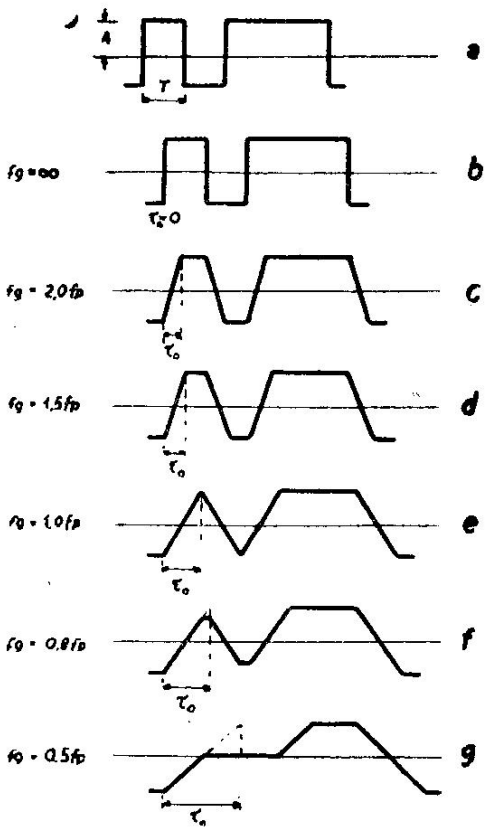


FIG. 19 - *Influenza della limitazione della banda di frequenza sul decorso di un segnale telegrafico.*

a) Segnale trasmesso

A = Ampiezza

b) ..... *g*) Segnali ricevuti per diversi rapporti di $\frac{f_p}{f_g}$

τ_0 = Periodo transitorio.

Esempio di calcolo.

1) Calcolare la durata dei periodi transitori in un sistema telegrafico a corrente continua, per larghezze massime di banda passante di 40 Hz, 120 Hz, 3000 Hz.

Si applica la formula

$$\tau_0 = \frac{1}{2f_g} \text{ sec}$$

dove

τ_0 = durata del periodo transitorio

f_g = larghezza della banda passante

a) per f_g = 40 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{2.40}$ sec = 12,5 ms

b) per f_g = 120 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{2.120}$ sec = 4,2 ms

c) per f_g = 3000 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{2,3000}$ sec = 0,17 ms

2) Calcolare la durata dei periodi transitori in un sistema telegrafico a corrente alternata, per larghezze massime di banda passante di 40 Hz. 120 Hz, 3000 Hz.

Si applica la formula

$$\tau_0 = \frac{1}{B} \text{ sec}$$

dove

τ_0 = durata del periodo transitorio

B = larghezza della banda passante

a) per B = 40 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{40}$ sec = 25 ms

b) per B = 120 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{120}$ sec = 8,4 ms

c) per B = 3000 Hz : $\tau_0 = \frac{1}{3000}$ sec = 0,33 ms

Nota – Per un sistema telescrivente funzionante alla velocità di modulazione di 50 Baud, il periodo transitorio non deve superare la durata dell'elemento unitario, raccorciato del 40 %, cioè la durata

di 20 ms $- \frac{40}{100} \cdot 20$ ms $= 12$ ms.

319. Influenza dei disturbi.

I disturbi che influenzano la qualità della trasmissione telegrafica possono essere:

1) variazioni di livello della corrente di linea (dovute p. es. a variazioni della resistenza della linea);

2) dissimetrie delle tensioni di alimentazione, nel caso del funzionamento a corrente doppia;

3) rumori nei circuiti.

La distorsione provocata da un disturbo è data dalla formula

$$\delta = K \frac{f_p}{f_g}$$

dove

K = fattore definito dall'effetto del disturbo
f_p = frequenza telegrafica
f_g = larghezza della banda passante.

Le espressioni di K per i vari tipi di disturbo, sono le seguenti:

1) variazione di livello della corrente di linea:

a) corrente semplice:

$$K = 1 - \frac{J}{J'}$$

ove

J = corrente nominale
J' = corrente esistente

oppure

$$K = 1 - e^{-\Delta_p}$$

ove

Δ_p = variazione di livello della corrente di linea in Neper.

b) corrente doppia:

$$K = 0.$$

2) dissimetria delle tensioni di alimentazione (solo per la corrente doppia):

$$K = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2}$$

ove

E_1 = tensione positiva (corrispondente al lato riposo)
E_2 = tensione negativa in valore assoluto (corrispondente al lato lavoro).

3) rumori nei circuiti:

a) corrente semplice

$$K = 2 \frac{G}{N}$$

ove

G = ampiezza del rumore
N = ampiezza del segnale utile.

b) corrente doppia

$$K = \frac{G}{N}$$

ove

G = ampiezza del rumore
N = ampiezza del segnale utile

Esempi di calcolo.

1a) Calcolare la distorsione percentuale causata da un aumento della corrente di linea da 40 mA (corrente nominale) a 60 mA, per una trasmissione in telescrivente funzionante alla velocità di modulazione di 50 Baud su un canale di trasmissione che ha una banda passante di 40 Hz.

Si ha:

$f_p = 25$ Hz
$f_g = 40$ Hz
$J = 40$ mA
$J' = 60$ mA.

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g} \cdot K = \frac{f_p}{f_g}\left(1 - \frac{J}{J'}\right) = \frac{25}{40}\left(1 - \frac{40}{60}\right) = \frac{25}{40} \cdot \frac{1}{3} = 0{,}209$$

$\delta\,\% = + 20{,}9\,\%$.

1b) Caso come quello precedente, ma con una diminuzione della corrente di linea da 40 mA (corrente nominale) a 20 mA.
Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$J = 40 \text{ mA}$$
$$J' = 20 \text{ mA}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g} \cdot \left(1 - \frac{J}{J'}\right) = \frac{25}{40} \cdot \left(1 - \frac{40}{20}\right) = \frac{25}{40} \cdot \left(-\frac{20}{20}\right) = -\frac{25}{40} = -0,625$$

$\delta = -62,5\ \%$.

Dal risultato si vede che la distorsione dovuta ad una diminuzione di corrente ha senso negativo ed è, a parità di variazione, maggiore in valore assoluto di quella dovuta ad un aumento di corrente.

1c) Caso come quello 1a), ma per trasmissione in telescrivente funzionante alla velocità di modulazione U.S.A. (45,5 Baud) anzichè a 50 Baud.
Si ha:

$$f_p = 22,75 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$J = 40 \text{ mA}$$
$$J' = 60 \text{ mA}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g}\left(1 - \frac{J}{J'}\right) = \frac{22,75}{40}\left(1 - \frac{40}{60}\right) = \frac{22,75}{40} \cdot \frac{1}{3} = 0,189$$

$\delta\ \% = 18,9\ \%$.

Dal risultato si vede che, a parità di altre condizioni, la distorsione è inferiore quando la velocità di modulazione è più bassa.

1d) Caso come quello 1a), ma per una banda passante di 80 Hz anzichè di 40 Hz.
Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 80 \text{ Hz}$$
$$J = 40 \text{ mA}$$
$$J' = 60 \text{ mA}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g} \cdot \left(1 - \frac{J}{J'}\right) = \frac{25}{80}\left(1 - \frac{40}{60}\right) = \frac{25}{80} \cdot \frac{1}{3} = 0,104$$

$\delta\ \% = 10,4\ \%$.

Dal risultato si vede che, a parità di altre condizioni, la distorsione è inferiore quando la banda passante della linea di trasmissione è più larga.

2a) Calcolare la distorsione percentuale di un sistema telegrafico a corrente doppia, dovuta ad una dissimetria delle tensioni di alimentazione, per il seguente caso:

velocità di modulazione : 50 Baud
banda passante : 40 Hz
tensione positiva : 48 V
tensione negativa : 44 V.

Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$E_1 = 48 \text{ V}$$
$$E_2 = 44 \text{ V}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g} \cdot K = \frac{f_p}{f_g} \cdot \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2} = \frac{25}{40} \cdot \frac{48 - 44}{48 + 44} = \frac{25}{40} \cdot \frac{4}{92} = 0,027$$

$\delta\ \% = 2,7\ \%$.

2b) Caso come quello precedente, ma con velocità di modulazione di 45,5 Baud anzichè 50 Baud.
Si ha:

$$f_p = 22,75 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$E_1 = 48 \text{ V}$$
$$E_2 = 44 \text{ V}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{22,75}{40} \cdot \frac{48 - 44}{48 + 44} = \frac{22,75}{40} \cdot \frac{4}{92} = 0,025.$$

$\delta\ \% = 2,5\ \%$.

Dal risultato si vede che anche qui, a parità di altre condizioni, la distorsione è inferiore quando la velocità di modulazione è più bassa.

2c) Caso come quello 2a) ma con banda passante di 80 Hz anzichè di 40 Hz.
Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 80 \text{ Hz}$$
$$E_1 = 48 \text{ V}$$
$$E_2 = 44 \text{ V}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{25}{80} \cdot \frac{48 - 44}{48 + 44} = \frac{25}{80} \cdot \frac{4}{92} = 0{,}013.$$

$\delta\,\% = 1{,}3\,\%$.

Dal risultato si vede che anche qui, a parità di altre condizioni, la distorsione è inferiore quando la banda passante della linea di trasmissione è più larga.

3a) Calcolare la distorsione percentuale dovuta ad un rumore nel circuito, per il seguente caso:

funzionamento in corrente semplice
velocità di modulazione : 50 Baud
banda passante : 40 Hz
rapporto segnale/disturbo : 8

Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$\frac{G}{N} = \frac{1}{8}.$$

Quindi:

$$\delta = 2 \cdot \frac{f_p}{f_g} \cdot K = 2 \cdot \frac{f_p}{f_g} \cdot \frac{G}{N} = 2 \cdot \frac{25}{40} \cdot \frac{1}{8} = 0{,}156.$$

$\delta\,\% = 15{,}6\,\%$.

3b) Caso come quello precedente, ma per funzionamento in corrente doppia anzichè in corrente semplice.
Si ha:

$$f_p = 25 \text{ Hz}$$
$$f_g = 40 \text{ Hz}$$
$$\frac{G}{N} = \frac{1}{8}.$$

Quindi:

$$\delta = \frac{f_p}{f_g} \cdot K = \frac{f_p}{f_g} \cdot \frac{G}{N} = \frac{25}{40} \cdot \frac{1}{8} = 0.076.$$

$\delta\,\% = 7{,}6\,\%$.

Dal risultato si vede che, a parità di altre condizioni, la distorsione è inferiore nel caso di funzionamento a corrente doppia.

CAPITOLO 4.

CIRCUITI E SISTEMI FONDAMENTALI DELLA TECNICA TELEGRAFICA

320. Generalità.

In nessuna branca della tecnica delle telecomunicazioni si ha una varietà così elevata di sistemi e dispositivi diversi come nei circuiti telegrafici. Non è quindi possibile, accennare a tutti, ma occorre limitarsi a quelli più importanti.

Una prima suddivisione dei circuiti telegrafici distingue questi in:

— circuiti telegrafici a corrente continua.

— circuiti telegrafici a corrente alternata.

Nei riguardi del tipo di servizio che si vuole ottenere si hanno tre tipi fondamentali di esercizio:

— servizio unidirezionale: la comunicazione avviene solo in una determinata direzione. Tale sistema è usato p. es. nelle reti telegrafiche per la diffusione di notizie giornalistiche, per il servizio meteorologico, ecc.;

— servizio alternato nei due sensi o semiduplice: la comunicazione avviene nei due sensi ma alternativamente. È il tipo di servizio di gran lunga più importante;

— servizio bidirezionale o duplice: la comunicazione avviene nei due sensi, ma contemporaneamente. Viene usato nella trasmissione di telegrammi per servizio pubblico e nel servizio a zona perforata. Richiede grande accuratezza nei collegamenti.

Per quanto riguarda infine le vie di trasmissione si distingue:

— il sistema ad una via o a due fili: la stessa linea telegrafica (o canale telegrafico) serve per la trasmissione in un senso e nell'altro;

— il sistema a due vie o a quattro fili: si hanno due linee telegrafiche (o canali telegrafici) una per un senso, l'altra per l'altro senso.

Da notare che il sistema a due fili può essere realizzato con un filo e ritorno a terra, quello a 4 fili con due fili (trasmissione e ricezione) con ritorni a terra.

Lo schema del circuito telegrafico varia a secondo del tipo di esercizio che si vuole realizzare. I circuiti a quattro fili sono generalmente più semplici ma più costosi, dato che sono formati da due linee telegrafiche o canali telegrafici indipendenti; i circuiti a due fili invece sono più economici, ma più complessi come schemi. La scelta di un tipo o l'altro dipende in gran parte da questioni economiche. Così nella telegrafia a corrente continua si usa preferibilmente il sistema a due fili, mentre nella telegrafia a corrente alternata, dove si può ricavare facilmente un numero elevato di canali telegrafici da un'unica linea, si usa il sistema a quattro fili. Quest'ultimo viene usato inoltre negli allacciamenti locali, nei quali il costo della linea non influisce molto sul costo totale, e nei circuiti di allacciamento ai collegamenti in telescrivente via radio.

321. Classificazione dei circuiti telegrafici.

I) *Circuiti base (a corrente continua).*
- *A)* — a corrente semplice (di lavoro o di riposo).
- *B)* — a corrente doppia.

II) *Circuiti con caratteristiche particolari.*
- *A)* — polarenziale.
- *B)* — a corrente doppia ad impulsi.

III) *Circuiti per lo sfruttamento multiplo delle linee.*
- *A)* — a corrente continua.
  - 1) Il duplice telegrafico su linea unica.
    - *a)* – circuito differenziale
    - *b)* – circuito a ponte.
  - 2) Telegrafia e Telefonia simultanea.
    - *a)* – circuito a ponte
    - *b)* – circuito differenziale
    - *c)* – circuito a traslatori
    - *d)* – telegrafia infracustica.
- *B)* — a corrente alternata.
  - 1) Telegrafia multipla a frequenze portanti (telegrafia armonica).
  - 2) Telegrafia fonica.
    - *a)* – telegrafia monofonica
    - *b)* – telegrafia bifonica
    - *c)* – telegrafia a spostamento di frequenza
    - *d)* – telegrafia superfonica.

IV) *Circuiti per collegamenti telegrafici via radio.*
- *A)* — Telegrafia Morse celere.
- *B)* — Telegrafia sistema Siemens–Hell.
- *C)* — Telegrafia con codice a 5 unità.
- *D)* — Telegrafia con codice a 7 unità.

322. Il circuito telegrafico a corrente semplice.

a) – *circuito unidirezionale a corrente semplice di lavoro.*

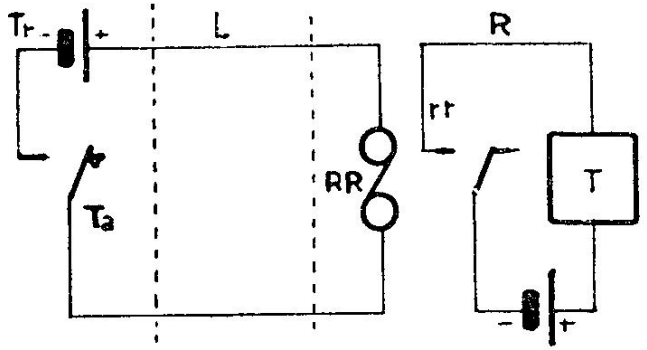


FIG. 20 – *Circuito unidirezionale a corrente semplice di lavoro.*

Tr	= Trasmettitore	*T*	= Apparato telegrafico
Ta	= Tasto	*RR*	= Relè di ricezione
R	= Ricevitore	*rr*	= Contatto del relè di ricezione
L	= Linea		

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico unidirezionale.

Pregi:

Molto semplice ed economico – basso consumo di corrente.

Inconvenienti:

Dà un solo collegamento unidirezionale, per cui scarso sfruttamento della linea – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

È poco usato. Può trovare qualche impiego nei collegamenti a breve distanza a servizio unidirezionale (p. es. diffusione di dati, ecc.).

b) – *circuito unidirezionale a corrente semplice di riposo.*

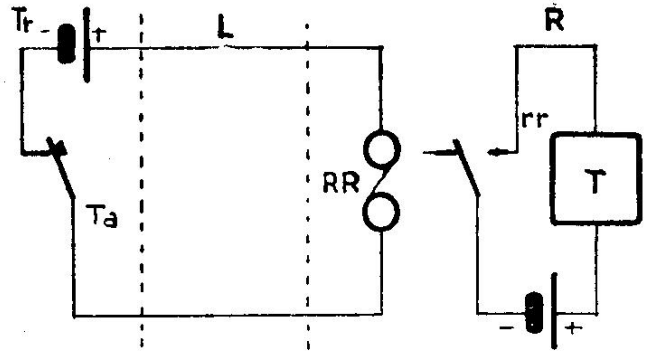


FIG. 21 – *Circuito unidirezionale a corrente semplice di riposo.*

Tr	= Trasmettitore	*T*	= Apparato telegrafico
Ta	= Tasto	*RR*	= Relè di ricezione
R	= Ricevitore	*rr*	= Contatto del relè di ricezione
L	= Linea		

Linee occorrenti:

1 linea a due fili (2 conduttori metallici oppure un conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico unidirezionale.

Pregi:

Molto semplice ed economico – L'interruzione della linea è subito avvertita.

Inconvenienti:

Dà un solo collegamento telegrafico unidirezionale, per cui scarso sfruttamento della linea – Consuma energia anche quando non si trasmette – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

È poco usato. Può trovare qualche impiego nei collegamenti a breve distanza a servizio unidirezionale (p. es. diffusione di dati, ecc.).

c) – *circuito semiduplice (a funzionamento alternato nei due sensi) a corrente semplice di lavoro.*

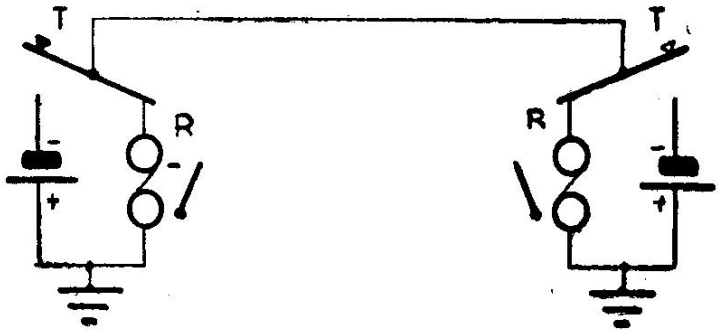


FIG. 22 – *Circuito semiduplice a corrente semplice di lavoro.*

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico semiduplice.

Pregi:

Molto semplice ed economico – Basso consumo di corrente – Sfrutta bene la linea.

Inconvenienti:

Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

Non è usato nei collegamenti telescriventi – È invece il circuito più usato nella Telegrafia Morse manuale via filo.

d) – *circuito semiduplice (a funzionamento alternato nei due sensi) a corrente semplice di riposo.*

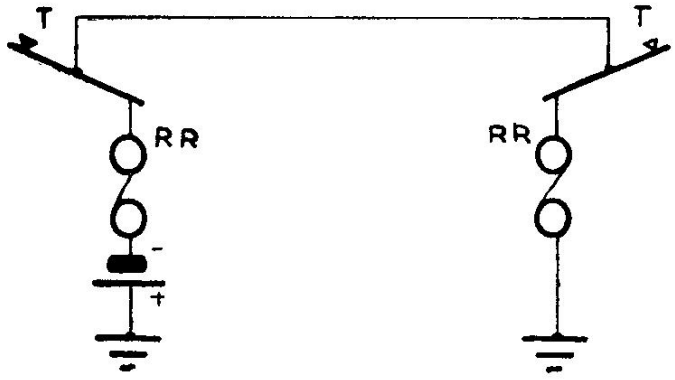


FIG. 23 – *Circuito semiduplice a corrente semplice di riposo.*

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico semiduplice.

Pregi:

Molto semplice ed economico – Sfrutta bene la linea – Richiede l'alimentazione di una sola delle due stazioni – L'interruzione della linea viene subito avvertita.

Inconvenienti:

Consuma energia anche quando non si trasmette – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

È il circuito più usato nei collegamenti telescriventi a breve distanza e nelle linee di allacciamento delle telescriventi ai centralini.

e) – *circuito semiduplice a corrente semplice per telescrittori con controllo locale.*

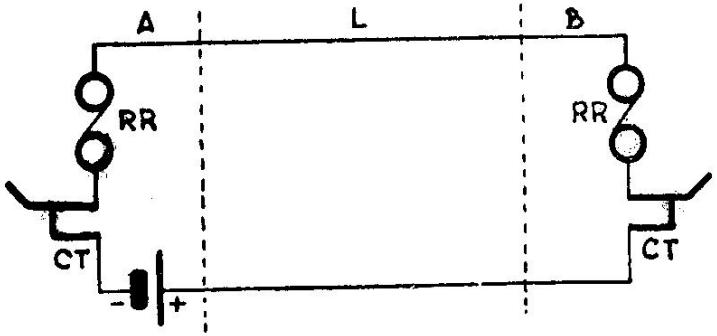


FIG. 24 – *Circuito a corrente semplice per telescrittori a funzionamento alternato, con controllo locale.*

RR = Magnete di ricezione
CT = Contatto di trasmissione
L = Linea

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico semiduplice.

Pregi:

Molto semplice ed economico – Sfrutta bene la linea – Richiede l'alimentazione di una sola delle due stazioni – L'interruzione della linea viene subito avvertita.

Inconvenienti:

Consuma energia anche quando non si trasmette – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

È il circuito più usato nei collegamenti telescriventi a breve distanza e nelle linee di allacciamento delle telescriventi ai centralini.

f) – *circuito in duplice a corrente semplice di lavoro.*

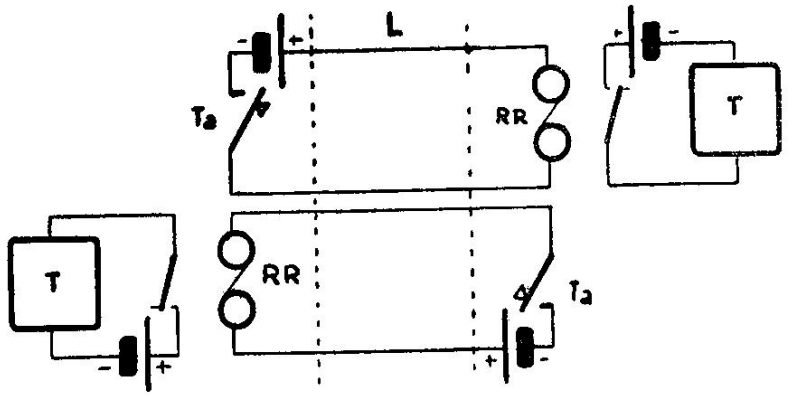


FIG. 25 – *Circuito in duplice a corrente semplice di lavoro.*

Linee occorrenti:

1 linea a 4 fili, oppure due linee a 2 fili (4 conduttori metallici oppure 2 conduttori metallici e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico in duplice.

Pregi:

Dà il duplice telegrafico.

Inconvenienti:

Richiede 1 linea a 4 fili oppure 2 linee a 2 fili, per cui scarso sfruttamento delle linee – Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

Poco usato.

g) – *circuito in duplice a corrente semplice di riposo.*

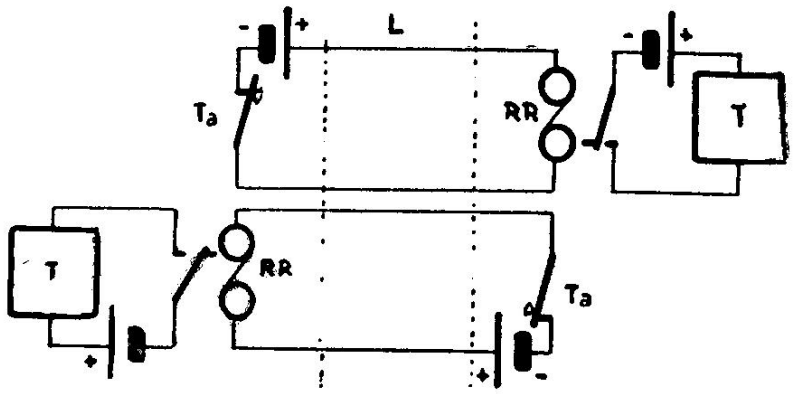


FIG. 26 – *Circuito in duplice a corrente semplice di riposo.*

Linee occorrenti:

1 linea a 4 fili, oppure due linee e 2 fili (4 conduttori metallici oppure 2 conduttori metallici e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico in duplice.

Pregi:

Dà il duplice telegrafico

Inconvenienti:

Richiede 1 linea a 4 fili oppure 2 linee a 2 fili, per cui scarso sfruttamento delle linee – Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

Trova largo impiego quale circuito di allacciamento degli utenti locali ai centri di transito a zona perforata.

h) – *circuito in duplice a corrente semplice per telescrittori senza controllo locale.*

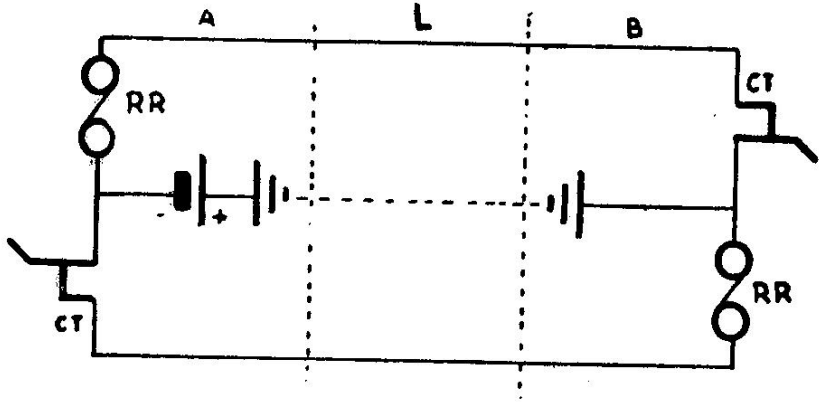


FIG. 27 – *Circuito in corrente semplice per telescrittori a funzionamento bidirezionale, senza controllo locale.*

RR = Magnete di ricezione
CT = Contatto di trasmissione
L = Linea

Linee occorrenti:

1 linea a 4 fili, oppure due linee a 2 fili (4 conduttori metallici oppure 2 conduttori metallici e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico in duplice senza controllo locale.

Pregi:

Semplice ed economico – Richiede l'alimentazione di una sola delle due stazioni.

Inconvenienti:

Non dà il controllo locale – Sensibile ai disturbi.

Impiego:

Usato solo sui collegamenti a breve distanza e per quel tipo di traffico che non richiede il controllo locale della trasmissione.

323. Il circuito telegrafico a corrente doppia.

a) – *circuito unidirezionale a corrente doppia.*

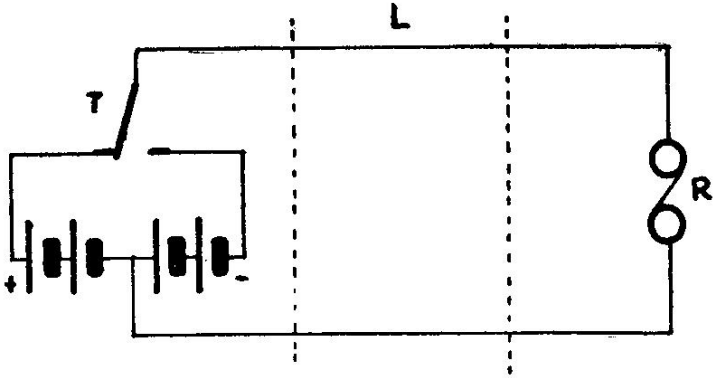


FIG. 28 — *Circuito unidirezionale a corrente doppia.*

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico unidirezionale.

Pregi:

Semplice ed economico – Poco sensibile ai disturbi.

Inconvenienti:

È soltanto unidirezionale.

Impiego:

Usato nei soli casi di collegamenti a servizio unidirezionale alle distanze maggiori.

Nota:

Si può realizzare il circuito in duplice a corrente doppia impiegando due collegamenti telegrafici unidirezionali.

b) – *circuito semiduplice a corrente doppia (coll'uso del deviatore).*

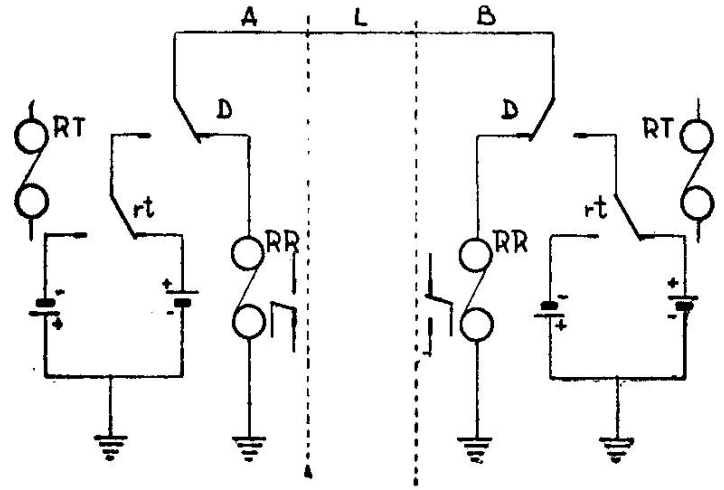


FIG. 29 - *Schema di principio del deviatore.*

RR = Relè di ricezione
rr = Contatto del relè di ricezione
RT = Relè di trasmissione
rt = Contatto del relè di trasmissione
D = Deviatore

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico in semiduplice.

Pregi:

Dà il semiduplice telegrafico a corrente doppia con una sola linea a 2 fili – Poco sensibile ai disturbi.

Inconvenienti:

Richiede l'uso di una telescrivente munita di deviatore (p. es. Olivetti) – Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni.

Impiego:

Oggi l'uso di questo circuito è molto limitato. Può trovare ancora utile impiego nel campo militare, su linee a due fili.

323/*bis*. Il circuito telegrafico a funzionamento differenziale.

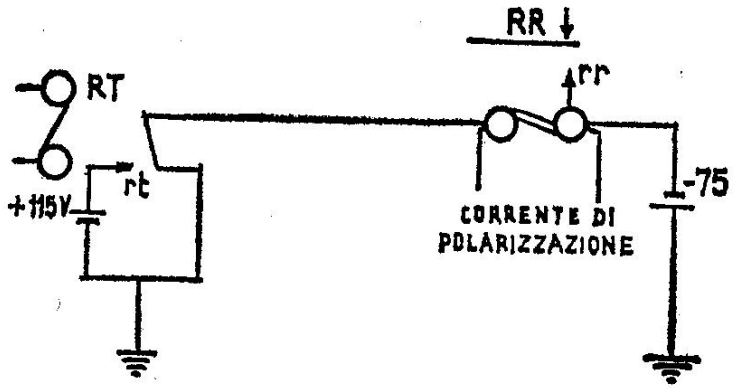


FIG. 30 - *Schema di funzionamento del circuito differenziale.*

RR = Relè di ricezione
rr = Contatto del relè di ricezione
RT = Relè di trasmissione
rt = Contatto del relè di trasmissione

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico unidirezionale.

Pregi:

Poco sensibile ai disturbi.

Inconvenienti:

È un circuito alquanto complesso - Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni - Richiede inoltre una tensione di polarizzazione per i relè di ricezione di tutte e due le stazioni.

Impiego:

È usato nella tecnica americana su linee a due fili di una certa lunghezza e generalmente in un solo senso.

324. Il circuito telegrafico a controtensione o polarenziale.

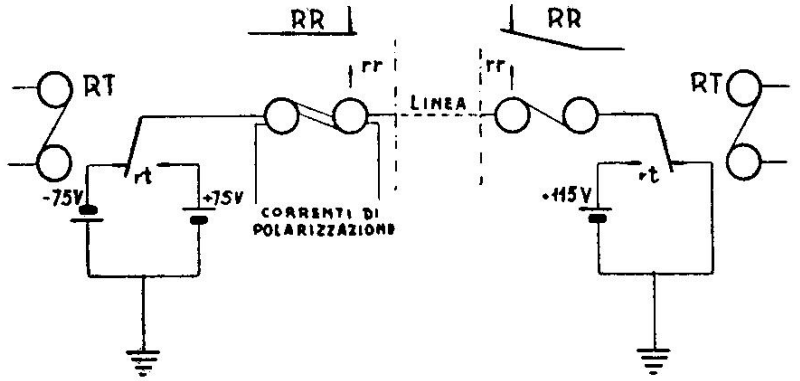


FIG. 31 - *Schema di funzionamento del circuito a controtensione o polarenziale.*

RR = Relè di ricezione
rr = Contatto del relè di ricezione
RT = Relè di trasmissione
rt = Contatto del relè di trasmissione

Linee occorrenti:

1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico in semiduplice.

Pregi:

Realizza praticamente l'equivalente di un circuito in semiduplice a doppia corrente a 4 fili, impiegando una linea a due soli fili.

Inconvenienti:

È un circuito alquanto complesso. — Richiede l'alimentazione di tutte e due le stazioni (una in corrente semplice, l'altra in corrente doppia) - Richiede inoltre una tensione di polarizzazione per il relè di ricezione della stazione che trasmette in corrente doppia.

Impiego:

È usato soltanto nella tecnica americana, su linee a 2 fili di una certa lunghezza, sulle quali il semiduplice in corrente semplice non sarebbe realizzabile a causa della sua maggiore sensibilità ai disturbi.

325. Il circuito telegrafico a corrente doppia ad impulsi.

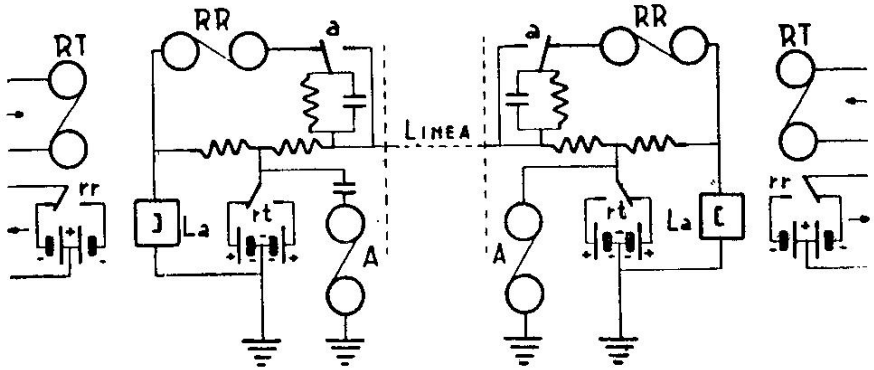


FIG. 32 - *Circuito a doppia corrente ad impulsi.*

RR = Relè di ricezione
rr = Contatto del relè di ricezione
RT = Relè di trasmissione
rt = Contatto del relè di trasmissione
A = Relè ausiliario
a = Contatti del relè ausiliario
La = Linea artificiale

Linee occorrenti:
1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telegrafico in semiduplice.

Pregi:
Realizza praticamente l'equivalente di un circuito in semiduplice a corrente doppia a 4 fili, impiegando una linea a due soli fili.

Inconvenienti:
È un circuito alquanto complesso – Richiede l'alimentazione in corrente doppia di tutte e due le stazioni – Richiede l'uso di relè ausiliari, di linee artificiali, ecc.

Impiego:
È usato in qualche caso in Europa su linee aeree o miste aeree–cavo, sulle quali le caratteristiche di linea variano frequentemente, per cui l'impiego dei normali sistemi a corrente semplice o corrente doppia sarebbe difficoltoso.

326. Il circuito differenziale per la realizzazione del duplice telegrafico.

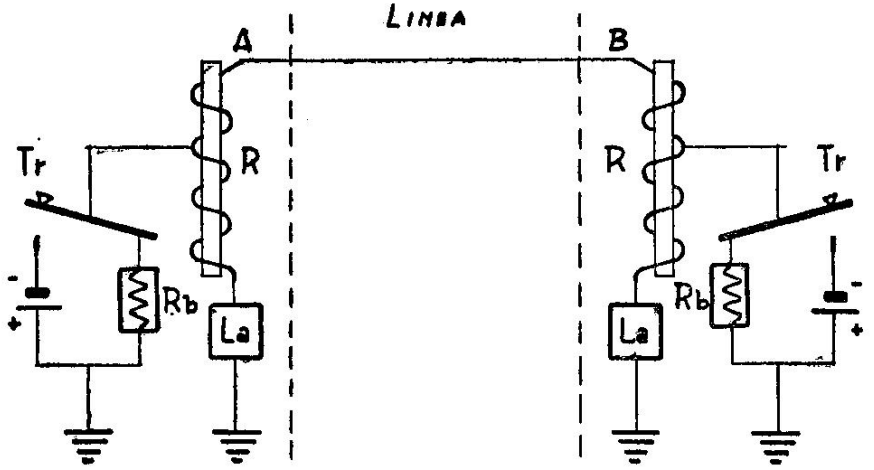


FIG. 33 - *Circuito differenziale a corrente semplice.*

La = Linea artificiale
Rb = Resistenza di valore uguale a quella interna della batteria.

Linee occorrenti:
1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telegrafico in duplice.

Pregi:
Realizza il duplice telegrafico con una linea a due soli fili.

Inconvenienti:
Richiede l'impiego di linee artificiali, ecc. – È estremamente sensibile agli sbilanciamenti delle linee, per cui richiede delle continue e delicate regolazioni della linea artificiale *L*.

Impiego:
È usato molto raramente – Non è adatto per linee campali o per linee comunque soggette a delle variazioni delle proprie caratteristiche elettriche – Può trovare impiego su qualche linea aerea o in cavo ben bilanciata e ben isolata.

327. Il circuito a ponte per la realizzazione del duplice telegrafico.

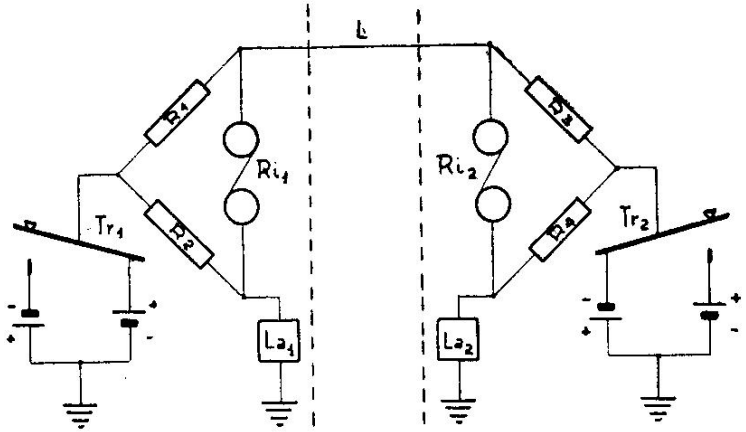


FIG. 34 – *Esecuzione pratica di un circuito a ponte per funzionamento a corrente doppia.*

L = Linea
Ri = Ricevitore
Tr = Trasmettitore
La = Linea artificiale

Linee occorrenti:
1 linea a 2 fili (2 conduttori metallici oppure 1 conduttore metallico e ritorno a terra).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telegrafico in duplice.

Pregi:
Realizza il duplice telegrafico con una linea a due soli fili.

Inconvenienti:
Richiede l'impiego di linee artificiali, ecc. – È estremamente sensibile agli sbilanciamenti delle linee, per cui richiede delle continue e delicate regolazioni della linea artificiale.

Impiego:
È usato molto raramente – Non è adatto per linee campali o comunque soggette a delle variazioni delle proprie caratteristiche elettriche – Può trovare impiego su qualche linea aerea o in cavo ben bilanciata e ben isolata.

328. Il circuito a ponte per telegrafia e telefonia simultanea.

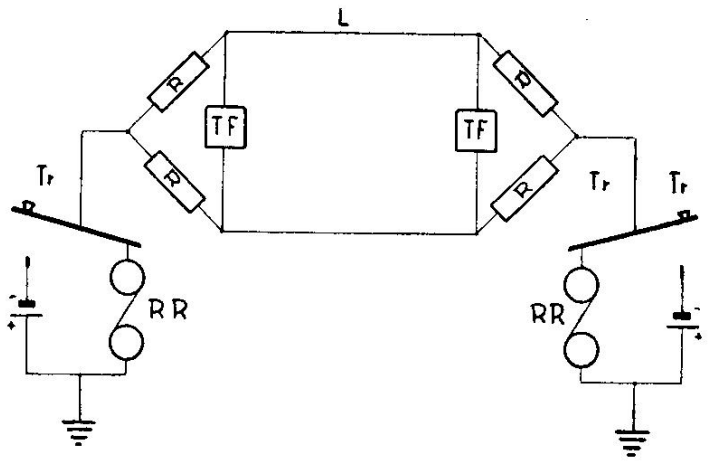


FIG. 35 – *Circuito a ponte per telegrafia e telefonia simultanea.*

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (con due conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico reale – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza la telefonia e telegrafia simultanea con un minimo di mezzi.

Inconvenienti:
È estremamente sensibile agli sbilanciamenti della linea telefonica – La corrente telefonica va in parte dispersa attraverso le resistenze del ponte.

Impiego:
Attualmente non viene più impiegato.

329. Il circuito differenziale per telegrafia e telefonia simultanea.

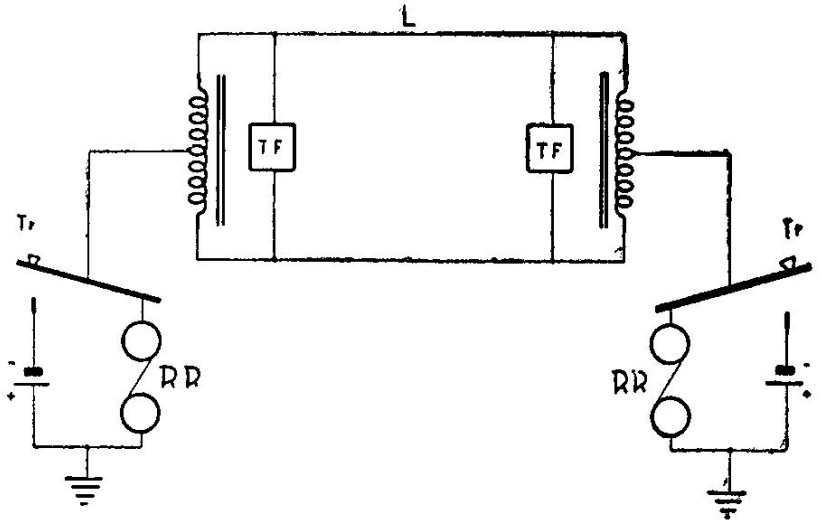


FIG. 36 - *Circuito differenziale per telegrafia e telefonia simultanea*

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (con due conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico reale – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza la telefonia e telegrafia simultanea con un minimo di mezzi.

Inconvenienti:
È estremamente sensibile agli sbilanciamenti della linea telefonica – Il circuito telefonico e quello telegrafico sono accoppiati galvanicamente per cui la corrente continua telegrafica, in caso di guasto dell'apparato telegrafico, può danneggiare l'apparato telefonico.

Impiego:
Attualmente non viene più impiegato.

330. Il circuito a traslatori per telegrafia simultanea e telefonica virtuale.

a) – *circuito a traslatori per telegrafia e telefonia simultanea.*

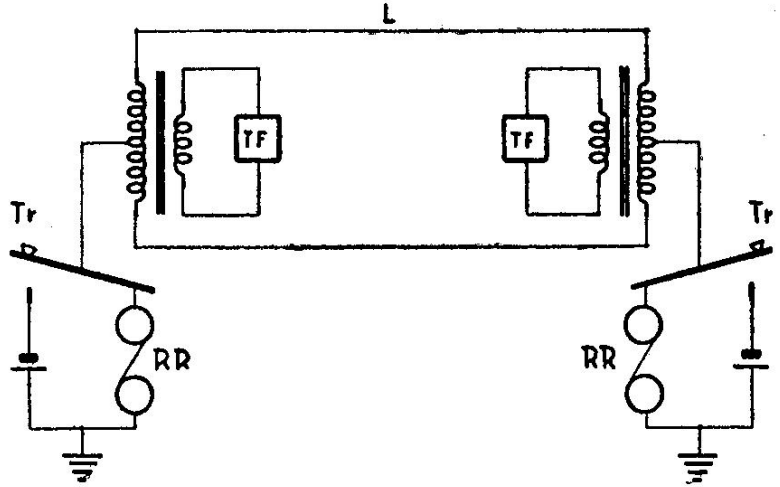


FIG. 37 - *Circuito a traslatori per telegrafia e telefonia simultanea.*

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (con due conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico reale – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza la telefonia e telegrafia simultanea con un minimo di mezzi.

Inconvenienti:
È estremamente sensibile agli sbilanciamenti della linea telefonica.

Impiego:
Attualmente è impiegato molto raramente – Può trovare qualche impiego su linee aeree o in cavo ben bilanciate.

b) – *circuito a traslatori per telegrafia simultanea e telefonia virtuale su due linee aeree.*

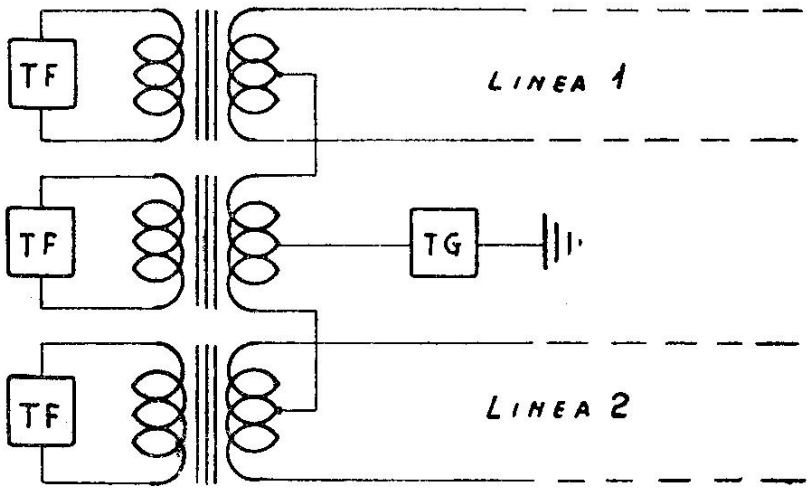


FIG. 38 – *Telegrafia simultanea e telefonia virtuale su due linee aeree.*

Linee occorrenti:
2 linee telefoniche aeree (complessivamente 4 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
2 collegamenti telefonici reali – 1 collegamento telefonico virtuale – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza 4 collegamenti tra telefonici e telegrafici con due sole linee telefoniche.

Inconvenienti:
È molto sensibile agli sbilanciamenti delle linee telefoniche.

Impiego:
Attualmente è usato raramente, più che altro su fasci di linee aeree ben bilanciate, sulle quali il traffico modesto non giustificherebbe l'impiego di circuiti telefonici e telegrafici a frequenze portanti.

c) – *circuito a traslatori per telegrafia simultanea e telefonia virtuale e supervirtuale su 4 linee aeree.*

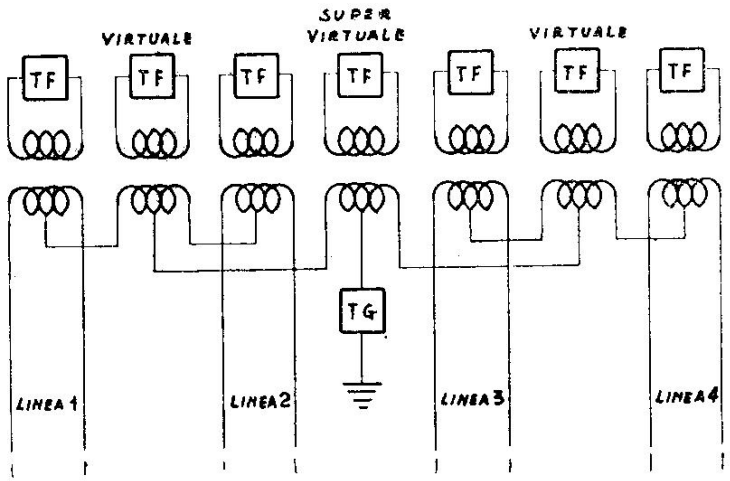


FIG. 39 – *Telegrafia simultanea e telefonia virtuale e supervirtuale su 4 linee aeree.*

Linee occorrenti:
4 linee telefoniche (complessivamente 8 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
4 collegamenti telefonici reali – 2 collegamenti telefonici virtuali – 1 collegamento telefonico supervirtuale (complessivamente 7 collegamenti telefonici) – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza 8 collegamenti tra telefonici e telegrafici con solo 4 linee telefoniche.

Inconvenienti:
È molto sensibile agli sbilanciamenti delle linee telefoniche.

Impiego:
Attualmente è usato raramente, più che altro su fasci di linee aeree ben bilanciate, sulle quali il traffico modesto non giustificherebbe l'impiego di circuiti telefonici e telegrafici a frequenze portanti.

d) – *circuito a traslatori per telegrafia e telefonia simultanea su una bicoppia a stella di un cavo telefonico.*

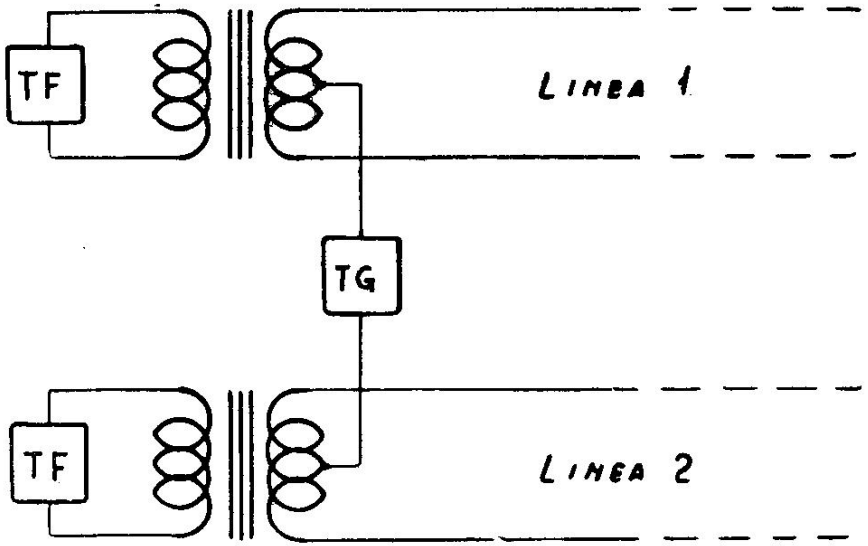


FIG. 40 – *Telegrafia simultanea su una bicoppia a stella di un cavo telefonico.*

Linee occorrenti:
1 bicoppia a stella di un cavo telefonico (complessivamente 4 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
2 collegamenti telefonici reali – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza tre collegamenti tra telefonici e telegrafici con una sola bicoppia.

Inconvenienti:
È molto sensibile agli sbilanciamenti delle due linee telefoniche formate dalla bicoppia a stella.

Impiego:
Attualmente è usato raramente, più che altro sulle bicoppie a stella, le quali a causa della loro eccessiva diafonia non permettono la realizzazione dei collegamenti telefonici virtuali.

e) – *circuito a traslatori per telegrafia simultanea e telefonia virtuale su due bicoppie D.M. di un cavo telefonico.*

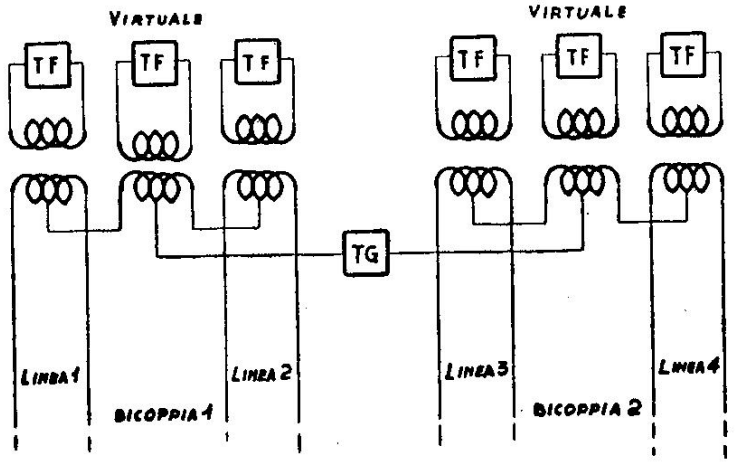


FIG. 41 – *Telegrafia simultanea su due bicoppie D.M. di un cavo telefonico.*

Linee occorrenti:
2 bicoppie D.M. di un cavo telefonico (complessivamente 8 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
4 collegamenti telefonici reali – 2 collegamenti telefonici virtuali (complessivamente 6 collegamenti telefonici) – 1 collegamento telegrafico simultaneo in semiduplice a corrente semplice.

Pregi:
Realizza 7 collegamenti tra telefonici e telegrafici con due sole bicoppie.

Inconvenienti:
È molto sensibile agli sbilanciamenti delle 4 linee telefoniche formate dalle due bicoppie D.M.

Impiego:
Attualmente è usato raramente, più che altro sulle bicoppie D.M., le quali a causa della loro eccessiva diafonia non permettono la realizzazione dei collegamenti telefonici supervirtuali.

331. La telegrafia infracustica.

a) – *schema di principio della telegrafia infracustica.*

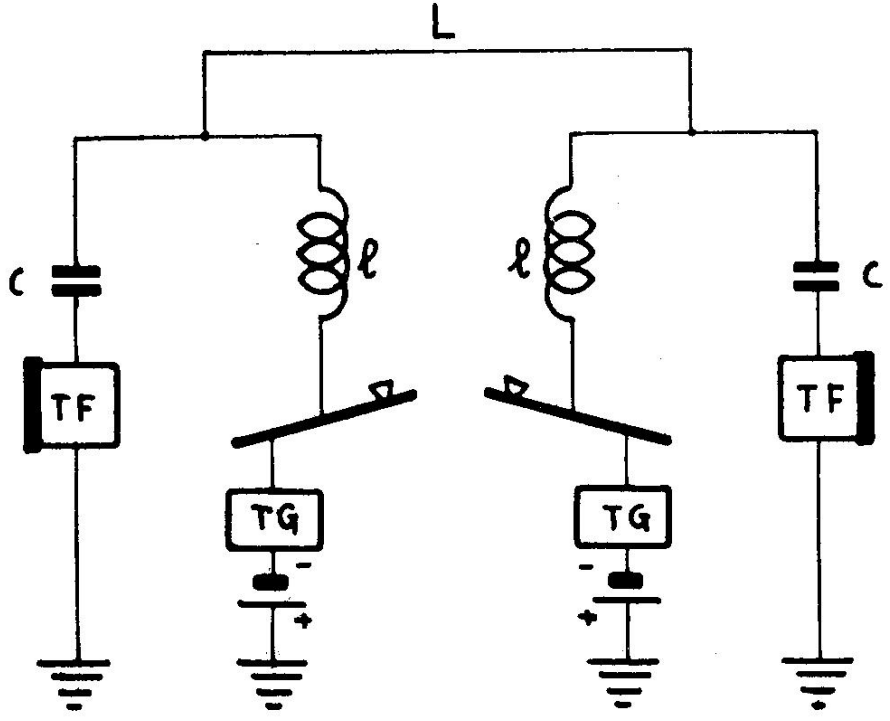


FIG. 42 – *Schema di principio della telegrafia infracustica.*

Ramo telefonico: il condensatore lascia passare le frequenze relativamente alte telefoniche e blocca quelle relativamente basse telegrafiche.

Ramo telegrafico: l'induttanza lascia passare le frequenze relativamente basse telegrafiche e blocca quelle relativamente alte telefoniche.

b) – *telegrafia infracustica doppia su una linea aerea.*

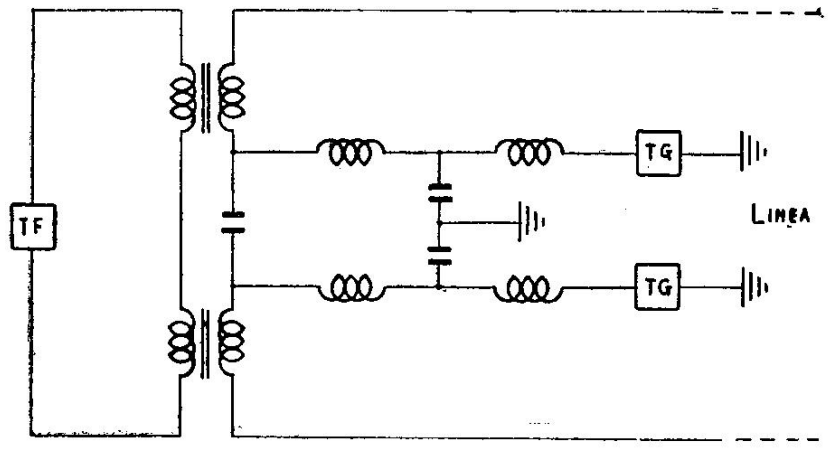


FIG. 43 – *Telegrafia infracustica doppia su una linea aerea.*

Linee occorrenti:
1 linea telefonica aerea (2 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico reale – 2 collegamenti telegrafici infracustici.

Pregi:
Realizza 3 collegamenti tra telefonici e telegrafici con una sola linea telefonica – È relativamente sensibile agli sbilanciamenti della linea telefonica.

Inconvenienti:
Richiede l'uso di convertitori di chiamata per la chiamata telefonica – Richiede l'uso di filtri più o meno complessi.

Impiego:
È impiegata con buoni risultati su linee telefoniche aeree. Può essere impiegata anche su linee campali, essendo non troppo sensibile agli sbilanciamenti della linea.

c) – *telegrafia infracustica quadrupla e telefonia virtuale su due linee aeree.*

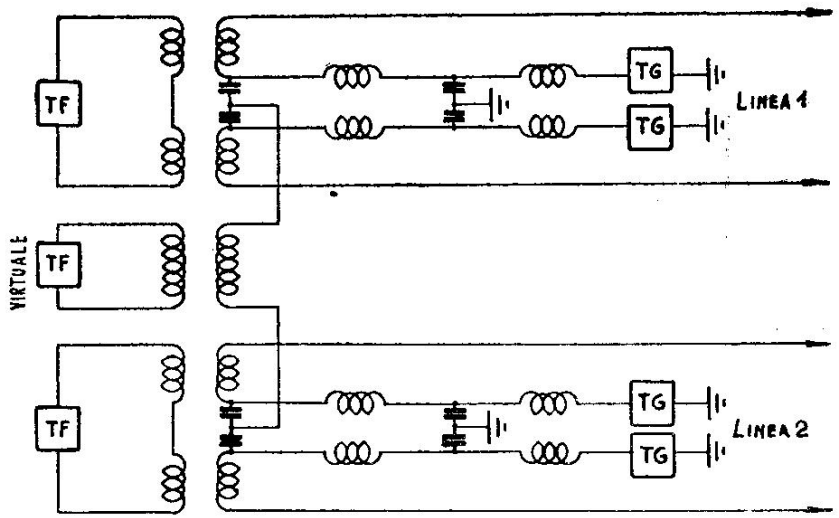


FIG. 44 - *Telegrafia infracustica quadrupla e telefonia virtuale su due linee aeree.*

Linee occorrenti:
2 linee telefoniche aeree (4 conduttori metallici).
Collegamenti realizzati:
2 collegamenti telefonici reali – 1 collegamento telefonico virtuale (complessivamente 3 collegamenti telefonici) – 4 collegamenti telegrafici infracustici.
Pregi:
Realizza 7 collegamenti tra telefonici e telegrafici con due sole linee telefoniche – È relativamente sensibile agli sbilanciamenti delle linee.
Inconvenienti:
Richiede l'uso di convertitori di chiamata per la chiamata telefonica – Richiede l'uso di filtri più o meno complessi.
Impiego:
È impiegata con buoni risultati su linee telefoniche aeree. Può essere impiegata anche su linee campali, essendo non troppo sensibile agli sbilanciamenti delle linee.

d) – *telegrafia infracustica « composited ».*

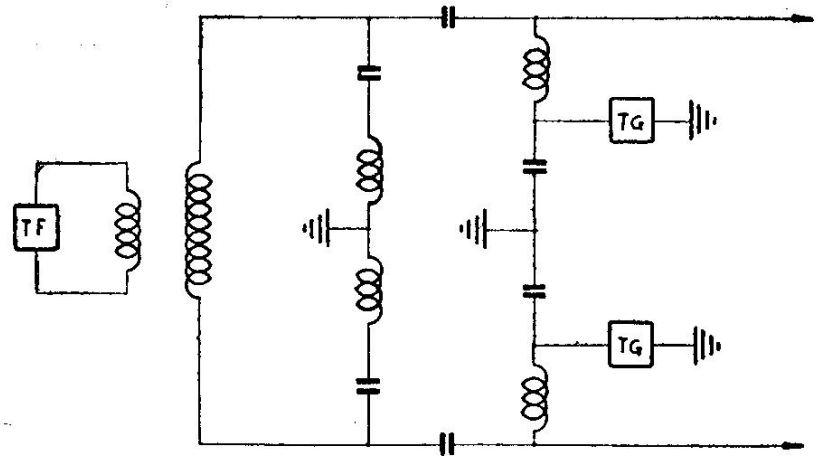


FIG. 45 - *Telegrafia infracustica « composited ».*

Linee occorrenti:
1 linea telefonica aerea (2 conduttori metallici).
Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico reale – 2 collegamenti telegrafici infracustici.
Pregi:
Realizza 3 collegamenti tra telefonici e telegrafici con una sola linea telefonica – È relativamente sensibile agli sbilanciamenti della linea telefonica.
Inconvenienti:
Richiede l'uso di convertitori di chiamata per la chiamata telefonica – Richiede l'uso di filtri più o meno complessi.
Impiego:
È usata dagli americani su linee campali.

e) – *schema di principio della telegrafia infracustica nei cavi.*

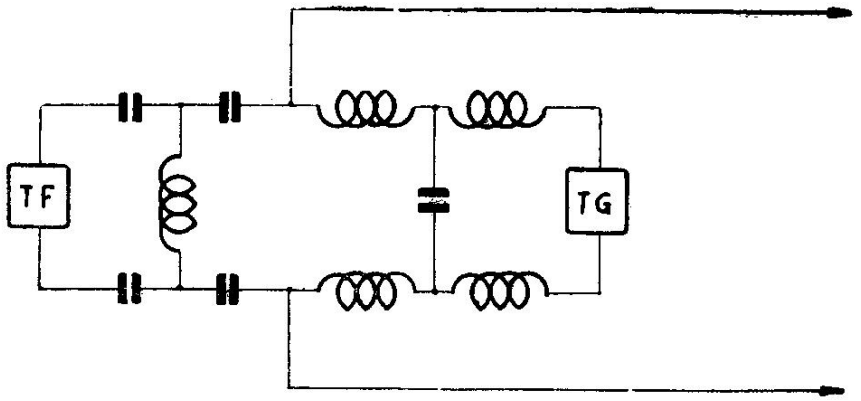


FIG. 46 – *Schema di principio della telegrafia infracustica nei cavi.*

Ramo telefonico: condensatori in serie per bloccare le frequenze telegrafiche, che sono relativamente basse – Induttanza in derivazione per deviare i residui delle frequenze telegrafiche.

Ramo telegrafico: induttanza in serie per bloccare le frequenze telefoniche, che sono relativamente alte – Condensatore in derivazione per deviare i residui delle frequenze telefoniche.

f) – *schema di principio della telegrafia infracustica su linee telefoniche amplificate in cavo.*

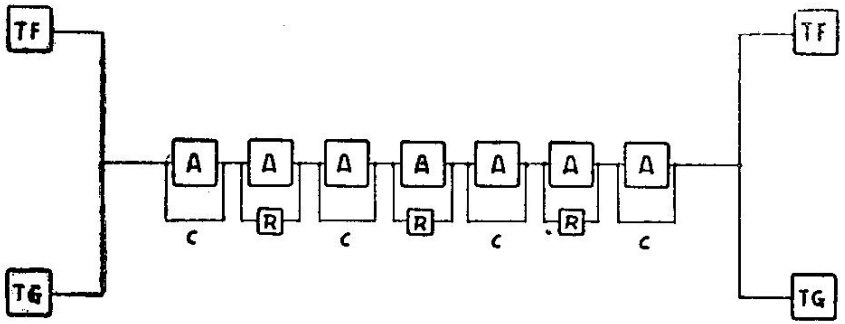


FIG. 47 – *Schema di principio della telegrafia infracustica su linee telefoniche amplificate in cavo.*

A = Amplificatore telefonico.

C = Cavallottamento semplice (per permettere il passaggio della corrente telegrafica continua che non passa attraverso gli amplificatori).

R = Cavallottamento con ripetitore telegrafico (i ripetitori si usano quando la distanza è tale da rendere necessaria l'amplificazione telegrafica).

332. La telegrafia a frequenze portanti (telegrafia armonica).

a) – *frequenze raccomandate dai C.C.I.T. per la telegrafia armonica.*

1) su canali telefonici a banda stretta (300–2700 Hz)

— con scarto di 120 Hz:

frequenze raccomandate: 420 Hz. 540 Hz. 660 Hz. 780 Hz. . . . . 2460 Hz.
Totale: n. 18 frequenze

— con scarto di 170 Hz:

frequenze raccomandate: 425 Hz. 595 Hz. 765 Hz. 935 Hz. . . . . 2295 Hz.
Totale: n. 12 frequenze

2) su canali telefonici a banda larga (300–3400 Hz)

— con scarto di 120 Hz:

frequenze raccomandate: 420 Hz. 540 Hz. 660 Hz. 780 Hz. . . . . 3180 Hz.
Totale: n. 24 frequenze

— con scarto di 170 Hz:

frequenze raccomandate: 425 Hz. 595 Hz. 765 Hz. 935 Hz. . . . . 2975 Hz.
Totale: n. 16 frequenze

Nota – Lo scarto di 120 Hz viene usato nei collegamenti a filo in Europa.

Lo scarto di 170 Hz viene usato nei collegamenti via radio in Europa e nei collegamenti a filo e via radio negli U. S. A.

b) – *telegrafia armonica a 4 fili – schema di principio.*

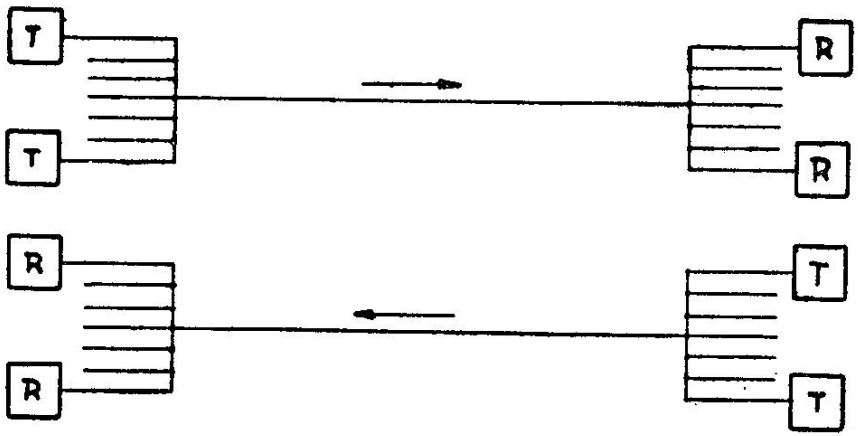


FIG. 48 – *Telegrafia armonica a 4 fili.*
T = Trasmettitore
R = Ricevitore

Linee occorrenti:
2 linee telefoniche (4 conduttori metallici) oppure 2 canali telefonici (uno di andata e uno di ritorno).

Collegamenti realizzati:
Fino a 24 collegamenti telegrafici armonici in duplice o semiduplice. Il numero dei canali dipende dalla larghezza di banda dei canali telefonici e dallo scarto adottato.

Pregi:
Elevatissimo sfruttamento delle linee o dei canali telefonici – Grande portata.

Inconvenienti:
Apparecchiature complesse nell'impiego e nella manutenzione – Non permette lo sfruttamento parziale delle linee telefoniche per la telegrafia per cui è adatto solo per collegamenti telegrafici a traffico elevatissimo.

Impiego:
È attualmente il sistema più usato per i collegamenti telegrafici a grande distanza ed a forte traffico.

c) – *telegrafia armonica a 2 fili con separazione a traslatori differenziali.*

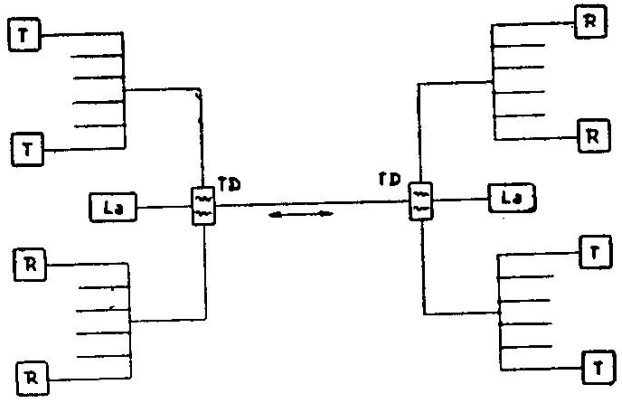


FIG. 49 – *Telegrafia armonica a 2 fili con separazione a traslatori differenziali.*

T = Trasmettitore
R = Ricevitore
TD = Traslatore differenziale
La = Linea artificiale

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (2 conduttori metallici) oppure 1 canale telefonico a frequenza portante.

Collegamenti realizzati:
Fino a 12 collegamenti telegrafici armonici in duplice o semiduplice. Il numero dei canali dipende dalla larghezza di banda del canale telefonico e dallo scarto adottato.

Pregi:
Elevatissimo sfruttamento della linea o del canale telefonico – Grande portata.

Inconvenienti:
Apparecchiature complesse nell'impiego e nella manutenzione – Non permette lo sfruttamento parziale della linea telefonica per la telegrafia per cui è adatto solo per collegamenti telegrafici a traffico elevatissimo – Richiede l'uso di forchette nelle stazioni amplificatrici.

Impiego:
È poco usato, a causa delle complicazioni costruttive nelle stazioni di amplificazione.

d) – *telegrafia armonica a 2 fili con separazione a filtri.*

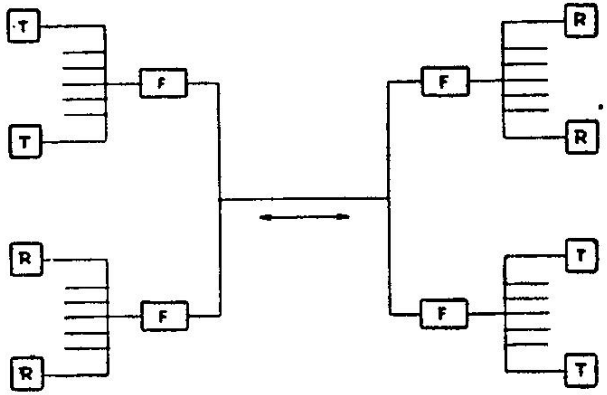


FIG. 50 – *Telegrafia armonica a 2 fili con separazione a filtri.*

T = Trasmettitore
R = Ricevitore
F = Filtro

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (2 conduttori metallici) oppure 1 canale telefonico a frequenza portante.

Collegamenti realizzati:
Fino a 12 collegamenti telegrafici armonici in duplice o semiduplice. Il numero dei canali dipende dalla larghezza di banda del canale telefonico e dallo scarto adottato.

Pregi:
Elevatissimo sfruttamento della linea o del canale telefonico – Grande portata.

Inconvenienti:
Apparecchiature complesse nell'impiego e nella manutenzione – Non permette lo sfruttamento parziale della linea telefonica per la telegrafia per cui è adatto solo per collegamenti telegrafici a traffico elevatissimo – Richiede l'uso di forchette nelle stazioni amplificatrici.

Impiego:
È poco usato, a causa delle complicazioni costruttive nelle stazioni di amplificazione.

e) – *telegrafia armonica – schema a blocchi degli apparati componenti un terminale.*

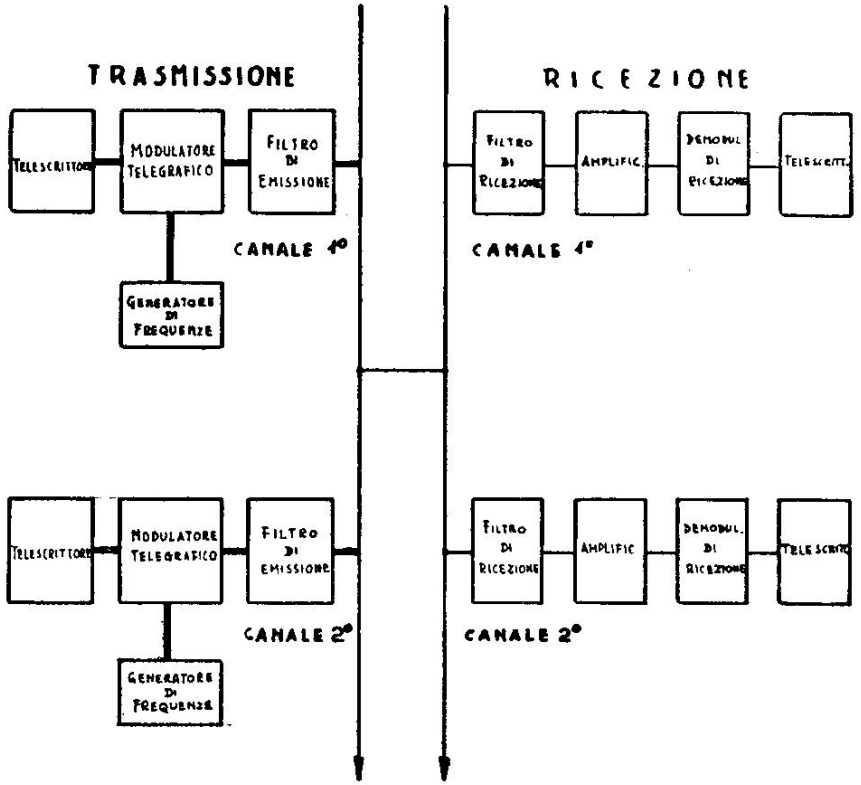


FIG. 51 – *Telegrafia armonica – schema a blocchi degli apparati componenti un terminale.*

333. La telegrafia fonica (monofonica, bifonica, a spostamento di frequenza).

a) – *telegrafia fonica esclusiva su linea telefonica.*

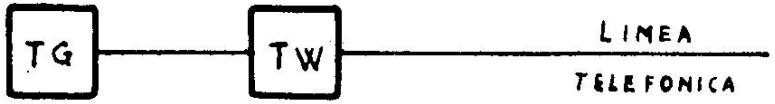


FIG. 52 – *Telegrafia fonica su linea telefonica.*

TG = Telescrittore
TW = Apparecchiatura per telegrafia fonica

Linee occorrenti:

1 linea telefonica (2 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:

1 collegamento telegrafico fonico.

Pregi:

Realizza un collegamento telegrafico su una linea telefonica, che non sarebbe adatta per un collegamento telegrafico a corrente continua – Non richiede linee telefoniche ben bilanciate.

Inconvenienti:

Scarso sfruttamento della linea telefonica.

Impiego:

Trova impiego soltanto nel caso, che si abbia a disposizione una linea telefonica non usata in telefonia, perchè esuberante.

b) – *la telegrafia fonica alternativamente con la telefonia, su linea telefonica che lascia passare la chiamata di 20Hz.*

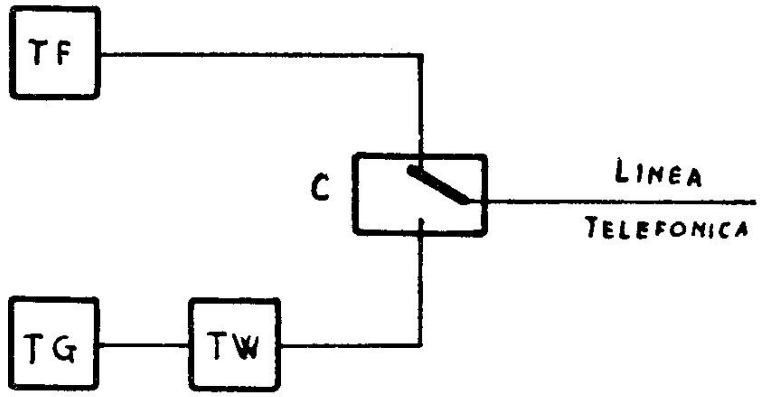


FIG. 53 – *Telegrafia fonica alternativamente con la telefonia, su linea telefonica che lascia passare la chiamata di 20Hz.*

TF = Telefono
TG = Telescrittore
TW = Apparecchiatura per telegrafia fonica
C = Commutatore telefonia–telegrafia

Linee occorrenti:
1 linea telefonica (2 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico oppure, alternativamente 1 collegamento telegrafico–fonico.

Pregi:
Dà la possibilità di usare una linea telefonica alternativamente in telefonia e telegrafia – Non richiede linee telefoniche ben bilanciate.

Inconvenienti:
Scarso sfruttamento della linea telefonica, quando funziona il collegamento telegrafico.

Impiego:
Tova impiego su linee telefoniche con traffico telefonico modesto e intervallato.

c) – *la telegrafia fonica alternativamente con la telefonia, su linea telefonica che non lascia passare la chiamata di 20Hz.*

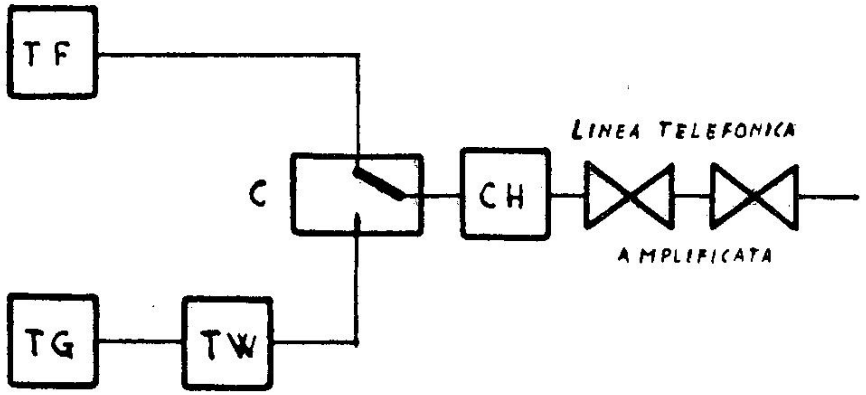


FIG. 54 – *Telegrafia fonica alternativamente con la telefonia, su linea telefonica che non lascia passare la chiamata di 20Hz.*

TF = Telefono
TG = Telescrittore
TW = Apparecchiatura per telegrafia fonica
C = Commutatore telefonia–telegrafia
CH = Convertitore di chiamata

Linee occorrenti:
1 linea telefonica amplificata (2 conduttori metallici).

Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico oppure, alternativamente, 1 collegamento telegrafico fonico.

Pregi:
Dà la possibilità di usare una linea telefonica amplificata alternativamente in telefonia ed in telegrafia – Non richiede linee telefoniche ben bilanciate.

Inconvenienti:
Scarso sfruttamento della linea telefonica, quando funziona il collegamento telegrafico.

Impiego:
Trova impiego su linee telefoniche amplificate con traffico telefonico modesto e intervallato.

d) – *la telegrafia fonica simultaneamente alla telefonia, su linea che lascia passare la chiamata a 20 Hz.*

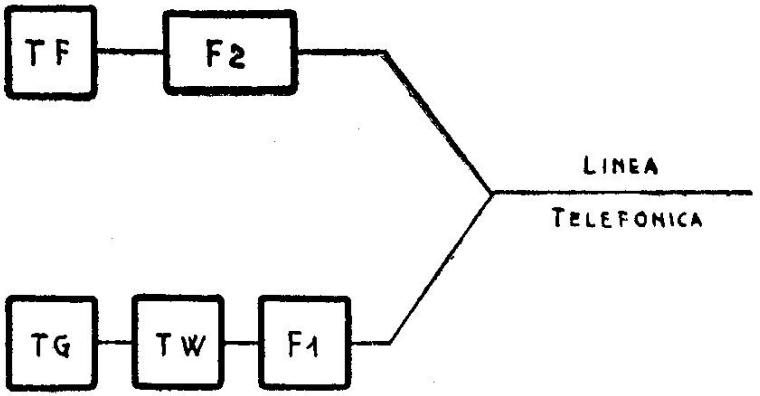


FIG. 55 – *Telegrafia fonica alternativamente alla telefonia, su linea che lascia passare la chiamata a 20 Hz.*

TF = Telefono
TG = Telescrittore
TW = Apparecchiatura per telegrafia fonica
F1 = Filtro passa banda telegrafica
F2 = Filtro blocca banda telegrafica

Linee occorrenti.
1 linea telefonica (2 conduttori metallici).
Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico – 1 collegamento telegrafico fonico.
Pregi:
Realizza 2 collegamenti tra telefonici e telegrafici con una sola linea telefonica – Non richiede linee telefoniche ben bilanciate.
Inconvenienti:
Richiede, oltre al terminale per telegrafia fonica, anche l'uso di filtri.
Impiego:
È usato con buoni risultati su linee telefoniche campali, quando la mole modesta del traffico non giustificherebbe la messa in opera di collegamenti telefonici e telegrafici multipli a frequenze portanti.

e) – *la telegrafia fonica simultaneamente alla telefonia su linea telefonica che non lascia passare la chiamata a 20 Hz.*

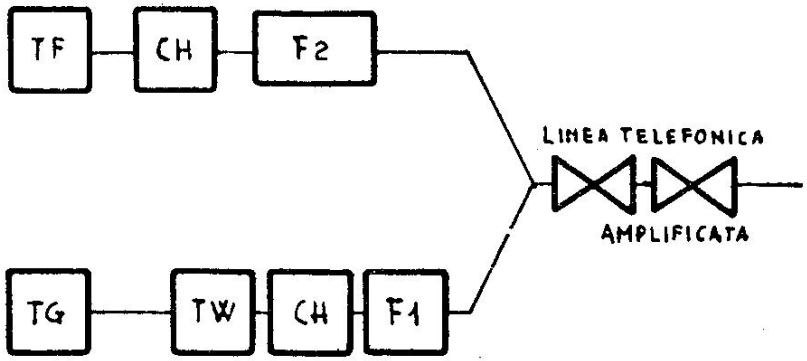


FIG. 56 – *Telegrafia fonica simultaneamente alla telefonia su linea telefonica che non lascia passare la chiamata di 20 Hz.*

TF = Telefono
TG = Telescrittore
TW = Apparecchiatura per telegrafia fonica
CH = Convertitore di chiamata
F1 = Filtro passa banda telegrafica
F2 = Filtro blocca banda telegrafica

Linee occorrenti:
1 linea telefonica amplificata (2 conduttori metallici).
Collegamenti realizzati:
1 collegamento telefonico – 1 collegamento telegrafico fonico.
Pregi:
Realizza 2 collegamenti tra telefonici e telegrafici con una sola linea telefonica – Non richiede linee telefoniche ben bilanciate.
Inconvenienti:
Richiede, oltre al terminale per telegrafia fonica, anche l'uso di filtri e di convertitori di chiamata per la chiamata telefonica e telegrafica.
Impiego:
È usata con buoni risultati su linee telefoniche amplificate, quando la mole modesta del traffico non giustificherebbe la messa in opera di collegamenti telefonici e telegrafici a frequenze portanti.

334. La telegrafia superfonica.

Le frequenze usate con tale sistema sono quelle immediatamente al disopra della banda fonica. Poichè la maggior parte delle linee telefoniche o dei canali telefonici hanno le frequenze di taglio vicine al limite superiore della banda fonica, si ha che la telegrafia superfonica trova applicazione soltanto in quei pochi casi, nei quali questo non si verifica, nei casi cioè, nei quali la larghezza di banda disponibile sul canale telefonico è superiore a quella richiesta per il collegamento telefonico. Ciò si verifica nei cavi a pupinizzazione leggera, nei collegamenti radiofonici e nelle linee aeree non ancora sfruttate con la telefonia a frequenze portanti. La telegrafia superfonica trova quindi applicazione su tali collegamenti, specialmente quando essi sono di lunghezza elevata ed a traffico limitato e quando nè la telegrafia a corrente continua, nè quella armonica sono applicabili, la prima a causa del grande numero di cavallottamenti che essa comporterebbe, la seconda a causa della bassa convenienza economica di installare per un traffico limitato un sistema ad elevato numero di canali.

Il principio di funzionamento della telegrafia superfonica è lo stesso di quello della telegrafia armonica.

335. La telegrafia via radio.

1) *Classificazione.*

Nei collegamenti telegrafici via radio si possono usare i seguenti tipi di trasmissione:

a) trasmissione a onda portante interrotta (CW);

b) trasmissione a onda portante continua modulata:
- — a singolo tono (monofonica);
- — a due toni (bifonica);
- — a spostamento di frequenza (frequency shift).

La modulazione a singolo tono e a due toni può avvenire sia in ampiezza che in frequenza.

Per quanto riguarda il tipo di esercizio si può avere:

a) la trasmissione (manuale o automatica) di segnali Morse con ricezione ad orecchio o a registrazione su zona;

b) la trasmissione (con tastiera o automatica) di segnali diversi da quelli Morse e la ricezione a stampa.

Quest'ultimo sistema è quello al cui perfezionamento tende l'attuale sviluppo dei collegamenti telegrafici via radio. Per la sua realizzazione si possono seguire tre strade diverse:

a) migliorare la qualità dei collegamenti radio in modo tale da poter usare con essi le normali telescriventi senza alcun altro accessorio (p. es. telescriventi su ponti radio; collegamenti in frequency shift–diversity, ecc.);

b) studiare degli apparati telegrafici tali da poter essere impiegati sui normali collegamenti radiotelegrafici (p. es. apparati Siemens–Hell, Gretener, fac–simile);

c) creare degli accessori alle telescriventi normali in modo da renderle meno sensibili ai disturbi e migliorare contemporaneamente la qualità dei collegamenti radio (p. es. sistema radiotelescrivente con codice a 7 unità TOR–TOM).

Le possibilità tecniche per rendere possibile il collegamento telegrafico via radio sono le più svariate:

a) nella parte alta frequenza:
- — aumento della potenza irradiata;
- — ricezione diversity;
- — uso di antenne trasmittenti e riceventi direzionali;
- — cambiamento d'onda in base alle condizioni atmosferiche;
- — uso di ricevitori particolarmente selettivi;

b) nella parte bassa frequenza:
- — uso della telegrafia fonica:
  - – a semplice tono;
  - – a due toni;
  - – a spostamento di frequenza;
  - – trasmissione ad impulsi (trasmissione del solo inizio di ogni segno);

c) nel campo delle apparecchiature:
- — registrazione doppia con due ricevitori;
- — sistemi a trasmissione doppia o tripla di ogni segnale;
- — sistemi a rilevamento di errori con codice a 7 unità (Van Duren o TOR–TOM);
- — sistemi fac–simile, Siemens–Hell, ecc.

2) *Confronto tra le potenze richieste per i vari sistemi.*

Grossolanamente la potenza richiesta per il funzionamento dei vari sistemi radiotelegrafici in confronto a quella per la telegrafia manuale a portante interrotta (CW) è la seguente:

Morse manuale CW	1
Morse celere automatico CW	10
Telescrivente CW	25
Telescrivente, singolo tono, AM	40
Telescrivente, due toni, AM	10
Telescrivente, a spostamento di frequenza	5
Telefonia, modulazione al 100 %	25

336. La telegrafia Morse manuale.

Caratteristiche:

Trasmissione manuale – Ricezione ad udito o su zona stampata.

Pregi:

È tra i sistemi telegrafici quello meno sensibile ai disturbi – È estremamente semplice ed economico, di facile manutenzione.

Inconvenienti:

Basso rendimento telegrafico – Bassa velocità di trasmissione – Richiede, sia per la trasmissione, che per la ricezione, l'impiego di personale altamente specializzato.

Impiego:

È ancora molto usata, in quei collegamenti radio, nei quali non si può impiegare nè la fonia (a causa dell'eccessiva distanza in rapporto alla potenza disponibile) nè gli altri sistemi telegrafici di maggiore rendimento (a causa della loro complessità tecnica).

337. La telegrafia Morse celere.

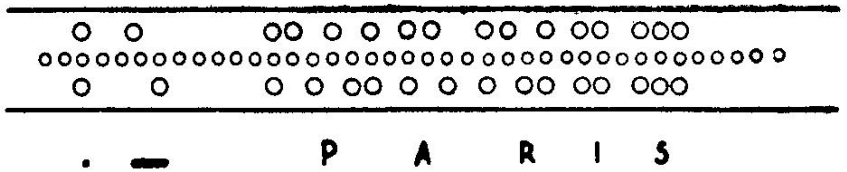


FIG. 57 – *Zona perforata Morse.*

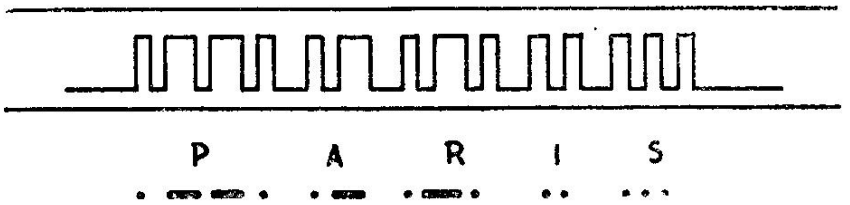


FIG. 58 – *Registrazione su zona con ondulatore.*

Caratteristiche:

Trasmissione automatica – Ricezione su zona con ondulatori.

Pregi:

È poco sensibile ai disturbi – È molto semplice ed economico e di facile manutenzione – Realizza delle altissime velocità di trasmissione (fino a 1400 parole al minuto primo).

Inconvenienti:

Basso rendimento telegrafico – Richiede in ricezione del personale altamente specializzato per la lettura delle zone – Non può essere interconnessa colla rete telescrivente.

Impiego:

Trova larghissimo impiego nei collegamenti radiotelegrafici a grande distanza ed a forte traffico telegrafico.

338. La telegrafia sistema Siemens-Hell.

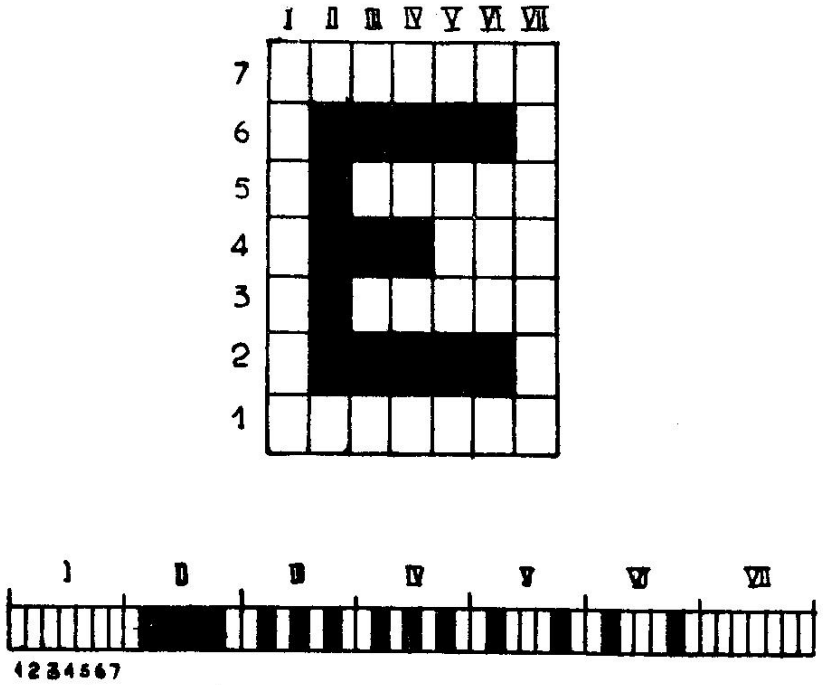


FIG. 59 – *Sistema Siemens–Hell. Composizione della lettera « E » e sviluppo di essa secondo 7 righe verticali.*

Caratteristiche:

Trasmissione manuale a tastiera dattilografica (è prevista la trasmissione automatica) – Ricezione a stampa – Non fa uso di codice telegrafico – È una specie di fac–simile a bassissima definizione.

Pregi:

Pur funzionando con trasmissione a tastiera e ricezione a stampa, è poco sensibile ai disturbi, per cui può essere impiegata sui collegamenti radio normali – Non richiede l'impiego di personale specializzato – Di costruzione semplice ed economica, di facile manutenzione.

Inconvenienti:

Basso rendimento telegrafico – Occupa una banda relativamente alta – Non può essere interconnessa colla rete telescrivente.

Impiego:

Trova larghissimo impiego, specialmente nella diffussione stampa e nel campo militare.

339. La telegrafia via Radio con codice a 5 unità.

Caratteristiche:

Trasmissione manuale a tastiera dattilografica oppure automatica a zona perforata – Ricezione a stampa e a zona perforata.

Pregi:

Ha, tra tutti i sistemi telegrafici, il rendimento telegrafico più elevato – Velocità di trasmissione elevata (400 caratteri al 1') – Non richiede, per l'impiego, del personale altamente specializzato – Può essere connessa direttamente alla rete telescriventi – Permette la ritrasmissione automatica a zona perforata.

Inconvenienti:

È estremamente sensibile ai disturbi, per cui richiede dei collegamenti radio di elevatissima qualità (p. es. ponti radio, collegamenti radio con trasmissione in frequency–shift e ricezione diversity, ecc.) – Impiega la telescrivente, apparato di costo elevato e di manutenzione difficile – Richiede quindi personale altamente specializzato per la manutenzione.

Impiego:

Trova impiego sempre più largo nei collegamenti radiotelegrafici di notevole importanza, sia nel campo civile che in quello militare.

340. La telegrafia via Radio con codice a 7 unità.

Caratteristiche:

Trasmissione manuale a tastiera o automatica a zona perforata – Ricezione a stampa o su zona perforata – Usa il codice a 7 unità, che dà la possibilità di rilevare gli errori di trasmissione e di provocare la ritrasmissione dei caratteri errati.

Pregi:

Dà la rilevazione e la correzione automatica degli errori di trasmissione – Rendimento telegrafico elevato (400 caratteri al 1') – Non richiede, per l'impiego, del personale altamente specializzato – Può essere connessa direttamente alla rete telescriventi – Permette la ritrasmissione automatica a zona perforata.

Inconvenienti:

È piuttosto sensibile ai disturbi, per cui richiede dei collegamenti radio di elevatissima qualità (p. es. ponti radio, collegamenti radio con trasmissione in frequency-shift e ricezione diversity, ecc.) – Impiega la telescrivente, apparato di costo elevato e di difficile manutenzione – Richiede quindi personale altamente specializzato per la manutenzione – Impiega dei convertitori di codice ed altri dispositivi molto complessi e costosi di difficilissima manutenzione.

Impiego:

Trova impiego nei collegamenti radiotelegrafici a grandissima distanza e di primaria importanza, specialmente nel campo civile.

CAPITOLO 5.

CLASSIFICAZIONE DEI MATERIALI TELEGRAFICI IN RELAZIONE AL LORO IMPIEGO

341. Classificazione materiali telescriventi.

A) MATERIALE DI STAZIONE.

1) *Apparati telescriventi.*

Classificazione:

a) secondo il tipo di costruzione
- — telescrittori meccanici
- — telescrittori elettrici
- — telescrittori elettronici.

b) secondo il tipo di registrazione
- — telescrittori a zona
- — telescrittori a carrello o a pagina o a foglio.

c) secondo il tipo di carrello
- — telescrittori a carrello fisso
- — telescrittori a carrello mobile.

d) secondo il dispositivo di stampa
- — telescrittori a cestello
- — telescrittori a ruota tipi.

e) secondo il tipo di funzionamento
- — telescrittori funzionanti a corrente semplice
- — telescrittori funzionanti a corrente doppia
- — telescrittori funzionanti a corrente semplice e corrente doppia.

2) *Apparati accessori.*

a) perforatori a mano
- — senza stampa
- — con stampa.

b) trasmettitori automatici

c) riceperforatori
- — senza stampa
- — con stampa.

3) *Apparati ausiliari.*

a) alimentatori

b) raddrizzatori.

4) *Stazioni telescriventi.*

Classificazione:

a) secondo l'impiego
- — stazioni mobili campali
- — stazioni per impianti fissi.

b) secondo il luogo di installazione
- — stazioni terminali
- — stazioni di transito
- — stazioni terminali e di transito.

c) secondo le prestazioni
- — stazioni per trasmissione
  - – manuale
  - – automatica
- — stazioni per ricezione
  - – a stampa
  - – a zona perforata
  - – a zona perforata con stampa.

B) MATERIALE DI LINEA.

1) *Unità di linea.*

2) *Teleinseritori.*

a) a corrente semplice

b) a corrente doppia.

3) *Ripetitori telegrafici.*

a) terminali

b) intermedi

c) rigenerativi.

4) *Terminali telegrafici.*

a) per telegrafia armonica

b) per telegrafia fonica.

C) MATERIALE DI COMMUTAZIONE.

1) *Centralini manuali.*

a) con sistema di segnalazione C.C.I.T.

b) con sistema di segnalazione US. (americano)

c) con sistema di segnalazione UK. (inglese).

2) *Centralini automatici.*

3) *Centri di transito a zona perforata.*

a) manuali o a zona tagliata
b) semiautomatici o a zona continua
c) automatici.

D) MATERIALE DI MANUTENZIONE.

1) *Apparati per la prova dei circuiti telescriventi.*

a) distorsiometri per segnali sincroni
b) distorsiometri per segnali aritmici.

2) *Apparati per la prova dei relè.*

342. Tabelle dei materiali telescriventi attualmente in uso nelle varie nazioni.

Paese dove viene costruito	Tipo	Relè di ricezione (1) - Corrente di linea in mA necessaria per il suo funzionamento	Velocità di modulazione in Baud (2)	Ciclo di emissione (E) - di ricezione (R) (espresso in impulsi elementari) (3)	Alimentazione motore
ITALIA	OLIVETTI T1-CN a foglio o T1-ZN a zona	polarizzato corr. sempl.: 50 corr. doppia: 25	50	E = 7 R = 6,80	Secondo il tipo di motore da 100 a 135 V. c. a. 55 Hz 80-120 V. c. c.
	OLIVETTI T2-CN a foglio o T2-ZN a zona	polarizzato corr. s.: 40-50 corr. d.: 25-30	50	E = 7,50 R = 6,80	Secondo il tipo di motore da 100 a 135 V. c. a. 50 Hz 80-120 V. c. c.
U. S. A.	TELETYPE TG-7 a foglio	non polarizzato corr. sempl.: 60	45,5 (aum. a 50)	E = 7,42 R = 7	115 V. c. c. oppure 115 V. c. a. 25-40-60 Hz
	KLEINSCHMIDT a foglio	non polarizzato corr. sempl.: 20	a volontà 45,5-50-75 cambiando gli ingranaggi	E = 7,42 R = 7	115 V. c. c. oppure 115 V. c. a. 25-40-60 Hz
	TELETYPE TG-28 a foglio	non polarizzato corr. sempl.: 20	45,5 oppure 50 oppure 75	E = 7,42 R = 7	115 V. c. c. oppure 115 V. c. a. 25-40-60 Hz
INGHILTERRA	CREED 7B e CREED 7C a foglio	polarizzato corr. s.: 30 o 40 corrente doppia 7B: 25; 7C: 20	50	7B: E = 7,5; R = 6,5 7C: E = 7 ; R = 6,5	Secondo il tipo del motore 220 V. c. c. 110 V. c. a. - 50 Hz 24 V. c. c.

TABELLA 60 - APPARATI TELESCRIVENTI

Segue: Tabella 60

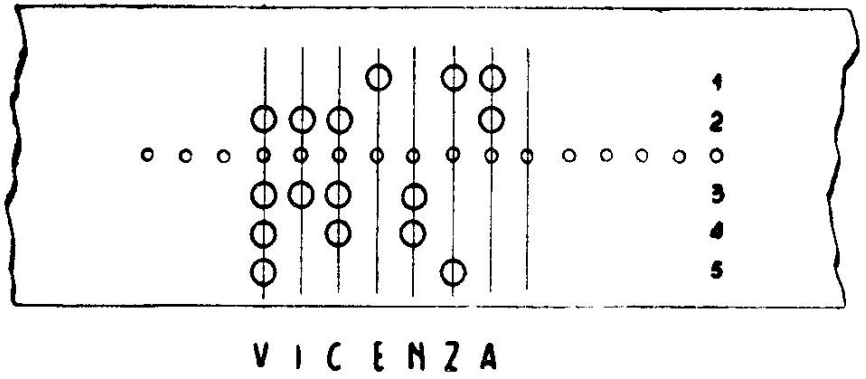
Paese dove viene costruito	Tipo	Relè di ricezione (1) - Corrente di linea in mA necessaria per il suo funzionamento	Velocità di modulazione in Baud (2)	Ciclo di emissione (E) - di ricezione (R) (espresso in impulsi elementari) (3)	Alimentazione motore
GERMANIA	LORENZ 10-15 a foglio	non polarizzato corr. sempl.: 40	50	E = 7,5 R = 7	220 V. c. a. 50 Hz monofase e trifase
	SIEMENS T37 a foglio	non polarizzato corr. sempl.: 40	50	vecchio mod.: E = 7; R = 7 nuovo modello: E = 7,5; R = 7	Secondo il tipo del motore 220 V. c. a. 50 Hz; 220 V c. c.; 110 V. c. a. 50 Hz; 110 V. c. c.; 60 V c. c.
	SIEMENS T68 a zona	non polarizzato corr. sempl.: 40	50	E = 7,5 R = 7	Secondo il tipo del motore 220 V. c. a. 50 Hz; 220 V. c. c.; 110 V. c. a. 50 Hz; 110 V. c.c.; 60 V. c. c.
FRANCIA	SAGEM SP a foglio SB a zona	polarizzato corr. s.: 30 o 60 corr. d.: 20 o 40	50	E = 7,5 R = 6,75	110 V. c. a. 50 Hz oppure 48 V. c. c.

(1) *Relè di ricezione non polarizzato:* è un relè, il cui funzionamento dipende dalla intensità della corrente che percorre il circuito di comando, ed è indipendente dalla direzione della corrente. Viene impiegato nei circuiti neutri c.c. (o in corrente semplice).

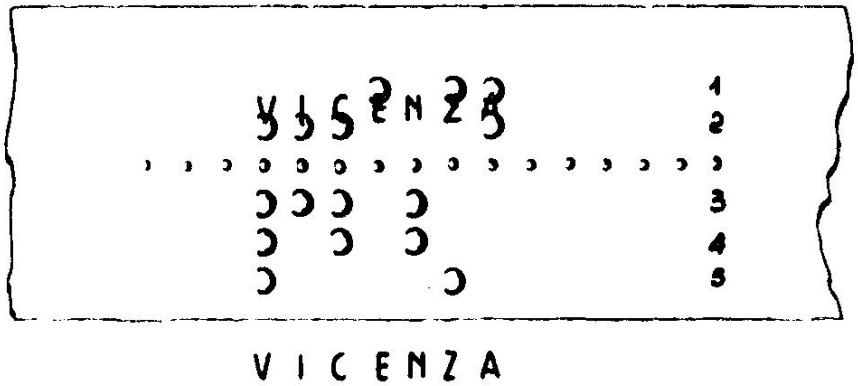
Relè di ricezione polarizzato: è un relè, il cui funzionamento dipende dalla direzione della corrente che percorre il circuito di comando. Viene impiegato nei circuiti polari c.c. (o in corrente doppia). Sbilanciandolo può essere usato come relè non polarizzato.

(2) *Velocità di modulazione in Baud:* la velocità di modulazione (o velocità di trasmissione) di 1 Baud è una velocità pari a mezzo punto-ciclo per secondo, dove per punto-ciclo si intende un segnale di « marck » seguito da uno di « space ».

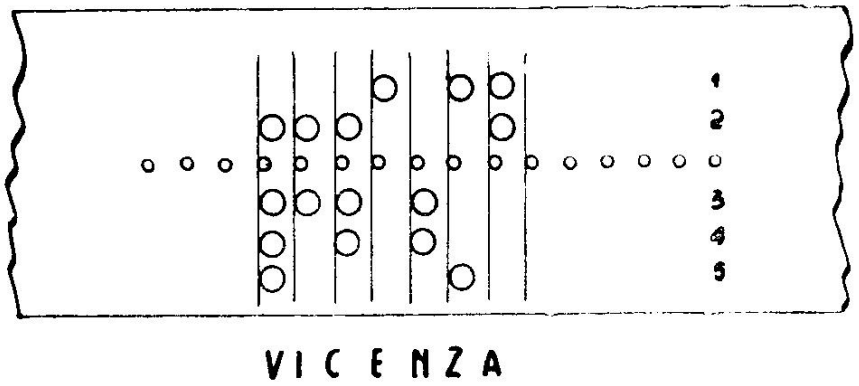
(3) *Ciclo di emissione e ciclo di ricezione.* Per ogni carattere vengono trasmessi 7 impulsi elementari e precisamente: 1 impulso di start, 5 impulsi di codice, 1 impulso di stop. Mentre i primi 6 impulsi hanno durata uguale a 1, quello di stop ha nei telescrittori più recenti una durata maggiore (1,42-1,5) per assicurare l'arresto del dispositivo di ricezione dopo ogni carattere, anche nelle condizioni più sfavorevoli, ossia quando la velocità di rotazione del trasmettitore è alquanto superiore a quella del ricevitore. Quando si trasmette alla velocità massima il trasmettitore, praticamente, non si arresta più alla fine del carattere. Per conservare il sincronismo è invece necessario che anche in queste condizioni il dispositivo di ricezione si arresti completamente. Per tale motivo si aumenta (per costruzione) leggermente la velocità di rotazione di quest'ultimo, onde dargli il tempo per fermarsi brevemente dopo ogni carattere.



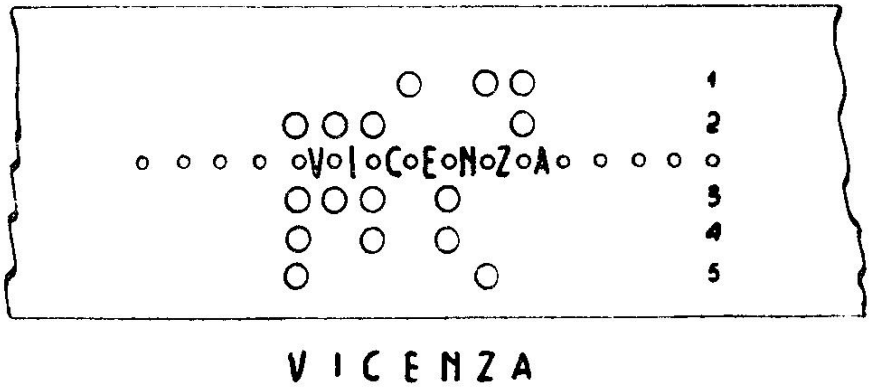
Zona perforata del tipo 1. (Centri dei fori allineati).



Zona perforata tipo 3. (Chadless)
(parzialmente perforata, con stampa)



Zona perforata del tipo 2. (Bordi anteriori dei fori allineati).



Zona perforata tipo 4. (Stampa tra i fori).

FIG. 61 - *Tipi di zona perforata.*

Tipo ed origine	Tipo della zona	Avanzamento	Tastiera
Olivetti T2 PM (italiano)	tipo 1 (1)	Motore 220 V. c. a. o 110 V. c. c.	QWERTZ (2) 4 file
Teletype TG-11 (americano)	tipo 1	Elettromagnete 110 V. c. c.	QWERTY 3 file
Teletype M19 (americano)	tipo 1	Elettromagnete 110 V. c. c.	QWERTY 3 file
Creed 7/CTK, 7/PN3 e 7/PN4 (inglese)	tipo 1 o 2	Motore 220 V. c. a. o 110 V. c. c. o 24 V. c. c. secondo il tipo	QWERTY 7/CTK 3 file 7/PN3 3 file 7/PNA 4 file
Keyboard Perforator P.O. 44 (inglese)	tipo 1 o 2	Elettromagnete 110 V. c. c.	QWERTY 3 file
Siemens T Loch 1 K o 1 M (tedesco)	tipo 1 o 2	Motore 220 V. c. a. o 110 V. c. c.	QWERTZ 4 file
Lorenz HL 38 (tedesco)	tipo 1	Motore commutabile in 220 V. c. a. o c. c. 110 V. c. a. o c. c.	QWERTZ 4 file

Nota – Nessuno di questi apparati è munito di controllo stampato. Tutti gli apparati sono muniti di contatore di caratteri.

TABELLA 62 - PERFORATORI A MANO

(1) Tipi di zona perforata in uso:

Tipo 1: Perforazione completa dei 5 segnali di codice e di un foro di trascinamento. Allineamento dei centri dei 6 fori.

Tipo 2: Come tipo 1 ma allineamento dei bordi (anzichè dei centri) dei 6 fori.

Tipo 3: Perforazione parziale dei 6 fori con controllo stampato (chiamato anche tipo Chadless).

Tipo 4: Come tipo 1, ma con controllo stampato tra i fori di trascinamento.

(2) QWERTY, QWERTZ, ecc.: disposizione dei caratteri sulla prima fila di lettere della tastiera (da sinistra a destra).

Tipo ed origine	Funzionamento S = corr. sempl. D = corr. doppia	Alimentazione del motore	Avanzamento della zona	Ciclo di emissione	Velocità di modulazione in Baud	Osservazioni
Olivetti TTA o T2 TA (italiano)	S o D	110 ÷ 135 V. c.a. 50 Hz	passo passo denti allineati	TTA: 7 T2 TA: 7,5	50	Può usare la zona 1 e 4 e, nell'ultimo modello, la zona tipo 3 (1)
Transmitter - Distributor (americano)	S	115 V. c.a. 50 o 60 Hz	passo passo denti allineati	7,42	45,5 o 50	Per il 45,5 utilizzare diapason 87,6 Hz; per il 50 utilizzare diapason 96,19 Hz. Può usare le zone 1, 3 e 4
Creed 65 tipi 1 e 2 3 e 4 (inglese)	S o D	220 V. c.a. 50 Hz o 110 V. c.c. o 24 V. c.c.	continuo denti sfalsati	7,5	50	I tipi 1, 2 e 3 possono usare le zone 1 e 4; modifica per la zona 2. Il tipo 4 può usare zone tipo 1, 3 e 4
Lorenz LS 36 (tedesco)	S	220 V. c.a. 50 Hz	passo passo denti allineati	7,5	50	Può usare le zone 1 e 4 e, con una leggera modifica la zona 3
Siemens (tedesco)	S	220 V. c.a. 50 Hz	continuo denti sfalsati	7,5	50	Può usare la zona 1 e 4
Siemens T68 (accessorio della T68) Versione isolata T71 (tedesco)	S	220 V. c.a. o 220 V. c.c. o 110 V. c.a. o 110 V. c.c. o 60 V. c.c.	passo passo denti allineati	7,5	50	Può usare la zona 1 e 4
Sagem (francese)	S o D in relè	110 V. c.a. o 43 V. c.c.	passo passo denti allineati	7,5	50	Può usare la zona 1 e 4

(1) *Vedi* nota (1) della tabella « Perforatori a mano ».

Tipo ed origine	Tipo di zona	Controllo scritto	Corrente di linea in mA (*)	Avanzamento
Olivetti T2-PR (italiano)	N. 4 (3)	Si	S 50 D 25	Motore 110-135 V. c. a. 50 Hz
Non Typing reperforator M 14 (1) (americano)	N. 1	No	S 60	Motore 115 V. c. a. 50 o 60 Hz
Typing reperforator M 14 (2) (americano)	N. 3	Si	S 60	Motore 115 V. c. a. 50 o 60 Hz
Creed 7/TR (inglese)	N. 1 o 2	No	S 40 D 25-30	Motore 220 V. c. a. o 110 V. c. c. o 24 V. c. c.
Lorenz EL 35 (tedesco) (4)	N. 1	No	S 40	Motore 220 V. c. a.
Siemens T Loch (con motore) (tedesco)	N. 1	No	S 40	Motore 220 V. c. a. o 110 V. c. c.
Printing reperforator N. 2 (2)	N. 3	Si	S 40 D 25-30	110 V. c. c.

(1) Riceperforatore non stampante.
(2) Riceperforatore stampante.
(3) *Vedi* nota (1) della tabella « Perforatori a mano ».
(4) Identico al « Non Typing Reperforator M 14 » americano.
(*) S = semplice; D = doppia.

TABELLA 64 - RICEPERFORATORI CHE POSSONO FUNZIONARE ISOLATAMENTE

Tipo ed origine	Tipo di zona	Controllo scritto	Tipo di telescrivente associata
Olivetti TPF (italiano)	N. 1 (1)	No	su Olivetti TCN a foglio o TZN a zona
Olivetti T2PF (italiano)	N. 1	No	su Olivetti T2CN a foglio o T2ZN a zona
Siemens T Loch 10B (tedesco)	N. 1	No	su Siemens T37 a foglio
Siemens accessorio della T68 (tedesco)	N. 1 o 4	No Si	su Siemens T68
Sagem (francese)	N. 1	No	su Sagen tipo 4 o 5 a foglio

(1) *Vedi* nota (1) della tabella « Perforatori a mano ».

TABELLA 65 - RICEPERFORATORI ADATTABILI AD UNA TELESCRIVENTE

Tipo ed origine	Tipo di zona	Controllo scritto	Corrente di linea in mA S = semplice D = doppia	Ciclo di emissione	Velocità di modulazione in Baud	Avanzamento	Tastiera
Olivetti T2PS (italiano)	N. 4 (1)	Si	S 50 D 25	7,5	50	Motore 110-135 V. c. a., 50 Hz	QWERTZ (3) 4 file
Typing perforator and reperforator M 14 (2) (americano)	N. 3	Si	S 60	7,42	45,5 o 50	Motore 115 V. c.a. 50 o 60 Hz	QWERTY 3 file
Printing reperforator N. 1 (inglese)	N. 3	Si	S 40 D 25-30	7,5	50	Motore 220 V. c.a. o 110 V. c.c. o 24 V. c.c.	QWERTY 3 file
Sagem (francese)	N. 3	Si	S 30 o 60 D 20 o 40	7,5	50	Motore 110 V. c.a., 50 Hz	AZERTY 4 file

(1) *Vedi* nota (1) della tabella « Perforatori a mano ».
(2) Perforatore e riceperforatore stampante.
(3) *Vedi* nota (2) della tabella « Perforatori a mano ».

TABELLA 66 - RICEPERFORATORI MUNITI DI TASTIERA

a) *Materiali telescriventi campali.*

Denominazione attuale	Vecchia Denominazione	Simile al tipo	Composizione	Osservazione
Telescrittore TG-7-A	—	TG-7-B	Telescrittore a foglio	Fanno parte dei posti telescriventi campali EE-97, EE-97A, EE-98, EE-98A e della centrale telegrafica TC-3
Telescrittore TG-7-B	—	TG-7-A ma con alcune parti minori mancanti TG-37-B ma con tastiera normale	Telescrittore a foglio	
Telescrittore TG-37-B	—	TG-7-B ma con tastiera meteorologica	Telescrittore a foglio	Fa parte del posto telescrivente campale EE-102
Telescrittore TT-4/TG	—	TT-65/GT ma con tastiera normale	Telescrittore a foglio portatile Kleinschmidt	Fa parte dei posti telescriventi campali AN/PGC-1 (portatile o impianto fisso) TT-61/FG (impianto fisso)
Telescrittore TT-65/GT	—	TT-4/TG ma con tastiera meteorologica	Telescrittore a foglio portatile Kleinschmidt	Fa parte del posto telescrivente campale TT-62/FG (impianto fisso)
Riceperforatore-trasmettitore TG-26-A	—	TG-27-A ma con tastiera normale	— Riceperforatore stampante — Trasmettitore automatico	Fa parte del posto telescrivente campale TC-16
Riceperforatore-trasmettitore TG-27-A	—	TG-26/A ma con tastiera meteorologica	— Riceperforatore stampante — Trasmettitore automatico	Fa parte del posto telescrivente campale TC-17
Riceperforatore-trasmettitore TG-25	—	—	— Riceperforatore non stampante — Trasmettitore automatico — Raddrizzatore — Tavolo metallico	
Perforatore a mano TG-11	—	—	— Perforatore a mano — Raddrizzatore — Tavolo metallico	
Perforatore-trasmettitore TG-23	—	—	— Perforatore a mano TG-11 — Trasmettitore automatico — Raddrizzatore — Tavolo metallico	

TABELLA 67 - SPECCHIO RIASSUNTIVO DEI MATERIALI TELESCRIVENTI AMERICANI

(b) *Materiali telescriventi per impianti fissi.*

Denominazione attuale	Vecchia Denominazione	Simile al tipo	Composizione	Osservazioni
Posto telescrivente TT-5/FG	mod. 15	TT-6/FG ma con tastiera normale	— telescrittore a foglio — raddrizzatore — relè di linea — tavolo	
Posto telescrivente TT-6/FG	mod. 15 (W)	TT-5/FG ma con tastiera meteorologica		
Posto telescrivente TT-7/FG	mod 19	TT-8/FG ma con tastiera normale	— telescrittore a foglio munito di riceperforatore — trasmettitore automatico — raddrizzatore — relè di linea — tavolo	
Posto telescrivente TT-8/FG	mod. 19 (W)	TT-7/FG ma con tastiera meteorologica		
Posto telescrivente TT-10/FG	132-A-2	AN/TGC-3 133-A-1	— riceperforatore stampante — trasmettitore automatico — raddrizzatore — circuito sincronizzante — apparati di controllo — tavolo tipo cabina	Impiegato specialmente nei circuiti radiotelescriventi
Posto telescrivente AN/TGC-3	133-A-2	TT-10/FG 133-A-1	— riceperforatore stampante — trasmettitore automatico — 2 ripetitori a relè — raddrizzatore — 2 chiavi di controllo — tavolo tipo cabina	Impiegato in circuito radiotelescrivente con il terminale telegrafico AN/FCG-1
Posto telescrivente 133-A-1	—	AN/TGC-3 TT-10/FG	— riceperforatore stampante — trasmettitore automatico — unità ripetitrice — tavolo tipo cabina	Impiego normale nei circuiti locali; impiego eventuale nei circuiti a filo o radio
Posto telescrivente AN/TGC-1	—	—	— trasmettitore automat. multiplo — 2 riceperforatori stampanti — raddrizzatore — organi di controllo — armadio	Impiegato nei centri con numerose linee telegrafiche
Trasmettitore multiplo TT-26/FG	XD 91	—	— 1 trasmettitore automatico multiplo	Può sostituire il trasmettitore automatico semplice dei posti telescriventi TT-1C/FG, AN/TGC-3 e 133-A-1

TABELLA 68 - SPECCHIO RIASSUNTIVO DEI MATERIALI TELESCRIVENTI AMERICANI

Tipo ed origine	Frequenze		Tipo di circuito e numero dei canali	Circuiti locali a corrente continua	Livello di trasmissione *db*	Livello di ricezione *db*	Alimentazione
LD 18 (italiano) installazione fissa e campale	425 595 765 935 1105 1275	1445 1615 1785 1955 2125 2295	a 2 fili: 6 canali a 4 fili: 12 canali	corr. sempl.: 2 fili corr. doppia: 4 fili corr. sempl.: 4 fili duplice polarenziale	— 30 ÷ — 6	— 30	220 V. c.a.
CF-2-A o CF-2-B (americano) campale	banda bassa 595 765 935 1105	banda alta 1445 1615 1785 1955	a 2 o a 4 fili: 4 canali a 4 fili accoppiando 2 complessi: 8 canali	corrente semplice; corrente doppia; polarenziale; semiduplice; duplice integrale	0 o — 10	+ 5 ÷ — 25	115 V. c.a. 230 V. c.a. 50 o 60 Hz
CF-6 (americano) campale	banda bassa 425 1275	banda alta 2125 2295	a 2 o a 4 fili: 2 canali a 4 fili accoppiando 2 complessi: 4 canali	corrente semplice; corrente doppia; polarenziale; semiduplice; duplice integrale	0 o — 10	+ 5 ÷ — 25	115 V. c.a. 230 V. c.a. 50 o 60 Hz
X-61822-A o X-61822-B (americano) per installazione fissa	A 425 595 765 935 1105 1275	B 1445 1615 1785 1955 2125 2295	a 4 fili: A: 6 canali (1-6) a 4 fili B: 6 canali (7-12) a 4 fili: A + B accoppiati: 12 canali (1-12)	corrente semplice; corrente doppia; polarenziale; semiduplice; duplice integrale	0 ÷ — 22	+ 5 ÷ — 25	115 V. c.a. 230 V. c.a. 50 o 60 Hz
App. VF Telegr. 3 Channel Duplex 1 e 2 (inglese) campale	gruppo 1 1620 1500 1380 gruppo 2 1980 1860 1740	 780 900 1020 420 540 660	a 2 o 4 fili: N. 1: 3 canali; N. 1 e N. 2 accoppiati: 6 canali	corrente doppia	0 o — 10	0 ÷ — 24	12 V. c.c. 100-110 V. c.a. 220-250 V. c.a.

TABELLA 69 - APPARECCHIATURE PER TELEGRAFIA ARMONICA

Segue: Tabella 69

Tipo ed origine	Frequenze		Tipo di circuito e numero dei canali	Circuiti locali a corrente continua	Livello di trasmissione *db*	Livello di ricezione *db*	Alimentazione
Bell L.M.T. (belga)	420 540 660 780 900 1020	1140 1260 1380 1500 1620 1740	a 4 fili: 3 canali; 6 canali; 12 canali	corrente doppia	0 ÷ — 18	0 ÷ — 24	200-250 V. c.a.
WT 40 (tedesco)	420 540 660 780 900 1020	1140 1260 1380 1500 1620 1740	a 2 fili: 3 canali; a 4 fili: 3 canali; 6 canali; 9 canali; 12 canali; accoppiando più complessi	corrente semplice corrente doppia	— 4,5 + 2 + 8	0 ÷ — 31	110-220 V. c.a. 50 V. c.c.
Sistema francese a 8 canali (francese)	660 780 900 1020	1380 1500 1620 1740	a 2 fili: 4 canali; a 4 fili: 6 canali	corrente doppia	0 o — 10	+ 13 ÷ — 40	100-240 V. c.a.
M48C8 (italiano) installazione fissa e campale	420 660 900 1140 1380 1620 1860 2100	540 780 1020 1260 1500 1740 1980 2220	a 4 fili: 8 canali	corr. sempl.: 2 fili corr. doppia: 4 fili corr. sempl.: 4 fili duplice polarenziale	— 5 — 10 — 15 — 20	— 20	110-270 V. c.a.

Tipo ed origine	Banda telegr.	Freq. telegr.	Livello trasm. db	Livello ricez. db	Chiamata telef.	Convert. di chiamata	Alimentazione	Circuiti loc. a corr. cont.	Osservazioni
Olivetti T-WF (italiano)	1500 ÷ 2000 oppure 2500 in su	riposo: 1710 2780 3170 lavoro: 1790 2920 3330	0 regol.	— 30	normale	senza	110-280 V. c.a.	corr. doppia	Usa la stessa frequenza nei 2 sensi; coll'ausilio della forchetta
N48A (italiano) install: fissa e campale	2400 in su	trasm.: 3045 3255 ricez.: 2625 2835	+ 6 ÷ + 10	— 35	normale	senza	100-250 V. c.a. 120 V. c.c.	corr. sempl. corr. doppia 4 fili corr. sempl. 4 fili duplice	
S + Dx tipo 1c e 1W (inglese)	1500 ÷ 2000	1680 1860	+ 7 + 2 — 3	+ 5 ÷ — 45	normale oppure 500/20	tipo VF3	110-220 V. c.a. 12 V. c.c.	corr. doppia	
S + Dx t. 2 (inglese)	1500 ÷ 2000	1680 1860	+ 7 + 2 — 3	+ 5 ÷ — 45	normale oppure 500/20	incorporato	110-220 V. c.a. 12 V. c.c.	corr. doppia	
TH-3/TG (americano)	1050 ÷ 1550	1325 1225	0 ± 2	— 45	normale oppure 1600 2400 2600	tipo TA-182	115 V. c.a. 50 o 60 V. c.a.	corr. sempl.	La stessa frequenza è usata nei 2 sensi, coll'ausilio di un commutatore elettronico
TH-1/TCC-1 (americano)	1500 ÷ 2000	1680 1860	+ 4 — 3	— 45	normale oppure 500/20	tipo TA-3FT	100-130 V. c.a. 200-250 V. c.a. 12 V. c.c.	corr. sempl. corr. doppia polarenziale semiduplice duplice integ.	Può essere usato direttamente con il materiale S+Dx inglese

TABELLA 70 - APPARECCHIATURE PER TELEGRAFIA FONICA

Tipo ed origine	Numero linee	Corrente semplice	Corrente doppia	Alimentazione	Ripetizione dei circuiti	Posto operatore	Osservazioni
Natali 15 EA (italiano)	estendibile da 10 a 30	120 volt c.c. centro collegato a terra: corrente regolabile	± 60 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore a secco per ogni term.^le telegrafica d'utente	avviene nelle terminaz. telegrafiche d'utente ed è commutabile da corrente semplice in corrente doppia	Olivetti T2 oppure: qualsiasi altra telescrivente in commercio	Simile al materiale tedesco. Ogni utente deve essere munito di teleinseritore
SWBD 15 and 40 lines MK1 o MK2 (inglese)	15 o 40	non previsto	± 80 volt c.c. corrente non regolabile (regolazione presso l'utente)	Raddrizzatore N. 6 24 V. c.c. e Raddrizzatore N. 7 ± 80 V. c.c.	non previsto	Creed 7-B	MK1: l'utente è munito di cassetta terminale e chiama con una chiave. Il telescrittore è munito di arresto automatico. MK2: la chiamata si fa premendo la barra dello spazio
BD-100 ed accessori (centrale TC3) (americano)	10	115 volt c.c. corrente regolabile + a terra	non previsto	Raddrizzatore RA-43 alimentato dalla rete o dal gruppo elettrogeno PE-75	mediante un relè BK-27	TG-7B	Ogni abbonato è munito di cassetta di linea ad uso multiplo. Nella forma più semplice mette la trasmissione in serie sulla ricezione e permette la regolazione della corrente

TABELLA 71 - CENTRALINI TELEGRAFICI

Segue: Tabella 71

Tipo ed origine	Numero linee	Corrente semplice	Corrente doppia	Alimentazione	Ripetizione dei circuiti	Posto operatore	Osservazioni
T-41 mobile (tedesco)	estensione da 15 a 90 linee	120 volt c.c. centro a terra; corrente regolabile	± 60 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore a secco 3×60 V. 3,5 A o 7 A T-38; T-43 o T-46	nella terminazione di utente: commutazione da corr. sempl. a corr. doppia	Siemens T-37 e T-68; Lorenz LO-15	L'utente collegato a corrente semplice è munito di teleinseritore; l'utente collegato a corrente doppia, oltre del teleinseritore, è munito di un traslatore corr. doppia - corr. semplice
T-38 o T-43 fisso (tedesco)	estensione da 15 a 80 linee; o più linee con più posti collegati	120 volt c.c. centro a terra; corrente regolabile	± 60 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore a secco 3×60 V. 3,5 A o 7 A T-38; T-43 o T-46	nella terminazione di utente: commutazione da corr. sempl. a corr. doppia	Siemens T-37 o T-68; Lorenz LO-15	Vedi sopra
T-46 (tedesco)	estensione da 15 a 80 linee; o più linee con più posti collegati	120 volt c.c. centro a terra; corrente regolabile	± 60 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore a secco 3×60 V. 3,5 A o 7 A T-38; T-43 o T-46	le terminazioni telegr. d'utente sono adatte per il sistema di segnal. CCIT o anglosassone	Siemens T-37 o T-68; oppure: Lorenz LO-15	Vedi sopra
Centrale telegrafica Bell (belga)	estensione a 120 linee	120 volt c.c. centro a terra; corrente regolabile	± 60 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore 2×60 V. e 48 V. c.c.	nella terminazione d'utente: commutazione corrente semplice – corrente doppia	Creed 7-B o 7-C	Simile al materiale tedesco. Esiste un tipo di terminazione d'utente adattabile al centr. automatico tedesco TW-39
Prototipo (francese)	12 linee	96 volt c.c. centro a terra; corrente regolabile	± 48 volt c.c. corrente regolabile	Raddrizzatore stabilizzatore o convertitrice	nella terminazione di utente	Sagem per il momento	L'utente è munito di telcinseritore adatto per collegamento in corr. sempl. - corr. doppia o a batteria centrale mista

CAPITOLO 6.

COMMUTAZIONE TELEGRAFICA

343. Generalità.

Il crescente uso delle macchine telescriventi ha ben presto posto il problema della commutazione, specialmente dopo che i telescrittori sono stati standardizzati in modo da poter essere interconnessi facilmente e dopo che il loro impiego è stato reso possibile anche per i privati. Il problema da risolvere era quello della segnalazione (chiamata, risposta alla chiamata, segnale di fine) la quale non poteva farsi come in telefonia con la macchinetta elettromagnetica e la suoneria, avendo a disposizione la sola corrente continua telegrafica. I sistemi oggi in uso sono essenzialmente due, quello raccomandato dal C. C. I. T. che oltre ai due stati di corrente per l'esercizio (riposo e lavoro) fa uso dello stato cosiddetto « falso riposo », e quello anglosassone, che usa per la segnalazione dei segnali prolungati di lavoro come verrà spiegato meglio in seguito.

Il primo sistema che può funzionare sia in corrente semplice che in corrente doppia viene usato in tutti i paesi dell'Europa continentale, il secondo sistema invece è usato nei paesi anglo-sassoni. Esso funziona in corrente semplice negli Stati Uniti, in corrente doppia in Inghilterra.

344. Sistema di segnalazione C.C.I.T. a corrente semplice (*vedi* fig. 72).

Con tale sistema ogni utente deve essere munito di una cassetta di comando da inserire tra linea e telescrittore. Nella cassetta si trova: un condensatore messo in serie sul circuito di linea, un pulsante di chiamata per cortocircuitare tale condensatore, un relè polarizzato in serie sulla linea ed un interruttore pure in serie sul circuito di linea per il segnale di fine.

Allo stato di linea libera, la linea è interrotta dal condensatore. L'utente, per chiamare la centrale, preme il pulsante di chiamata per un breve istante cortocircuitando così il condensatore. Il cortocircuito è mantenuto da un relè di tenuta. Nella centrale la corrente stabilitasi provoca l'accensione della lampadina di chiamata. La batteria della centrale nello stato di linea libera si trova col negativo (falso riposo) sulla linea. Per rispondere alla chiamata, il centralinista inserisce la spina di un qualsiasi bicordo nello jack dell'utente che ha chiamato, provocando con tale operazione l'inversione della polarità della corrente di linea, la quale diventa positiva. Il relè polarizzato della cassetta comando inverte la sua posizione ed inserisce di conseguenza il motore del telescrittore sull'alimentazione.

Per effettuare la chiamata dalla parte centrale, basta introdurre la spina nello jack dell'utente desiderato. Tale operazione provoca l'inversione della polarità della corrente di linea. La conseguente scarica e ricarica in senso contrario del condensatore fa invertire la posizione del relè polarizzato, provocando l'inserzione del motore della telescrivente sul circuito di alimentazione. La telescrivente dell'utente si mette in moto. Il collegamento è realizzato. La modulazione telegrafica in corrente semplice avviene con segnale di riposo positivo, con segnale di lavoro nullo (assenza di corrente).

Per il segnale di fine, l'utente, con apposito pulsante di fine, interrompe per 1–2 secondi la linea. L'interruzione provoca l'accensione della lampadina di fine del bicordo corrispondente.

Per la rottura del collegamento basta estrarre la spina. Con tale operazione la polarità della corrente di linea s'inverte nuovamente e ritorna allo stato di falso riposo. La posizione del relè polarizzato s'inverte, la telescrivente rimane disinserita e si ferma, venendole a mancare l'alimentazione del motore.

345. Sistema di segnalazione C.C.I.T. a corrente doppia (*vedi* fig. 73).

Con tale sistema ogni utente è munito di una cassetta di comando, che contiene un traslatore corrente doppia–corrente semplice e dei relè ausiliari per la ripetizione della segnalazione.

Allo stato di linea libera, le correnti uscenti dalla centrale e dalla cassetta di comando dell'utente hanno tutte e due polarità negativa (falso riposo). L'utente, per chiamare la centrale, preme il pulsante di chiamata, provocando così l'inversione della polarità della corrente sulla sua linea di trasmissione. Tale inversione provoca l'accensione della lampadina di chiamata del centralino.

Per rispondere alla chiamata dell'utente, basta introdurre la spina di un bicordo nello jack dell'utente. Con ciò si inverte la polarità della corrente sulla linea di trasmissione del centralino. L'inversione provoca, mediante un relè polarizzato che trovasi nella cassetta comando, la messa in moto del telescrittore.

La chiamata dell'utente da parte della centrale avviene nello stesso modo come la risposta ad una chiamata da parte di un utente. Realizzato il collegamento, tutte e due le linee di trovano con la corrente di polarità positiva (riposo). Si può iniziare la trasmissione. La modulazione telegrafica in corrente doppia avviene secondo le raccomandazioni C. C. I. T., con segnale di riposo positivo e segnale di lavoro negativo.

Per effettuare il segnale di fine, l'utente preme il tasto di fine per 1–2 secondi. Con tale operazione la polarità della linea di trasmissione dell'utente s'inverte nuovamente. L'inversione provoca nel centralino l'accensione della lampadina di fine.

Per rompere il collegamento, si estrae la spina del bicordo, invertendo così la polarità della corrente di linea presso il centralino. L'inversione provoca la disinserzione della telescrivente, la quale si arresta, venendole a mancare l'alimentazione del motore.

346. Sistema di segnalazione americano (*vedi* fig. 74).

È un sistema semplificato che non usa il falso riposo, ma esegue la segnalazione con un semplice tasto di interruzione della linea (« break »). Funziona soltanto in corrente semplice. Lo stato di linea libera è identico al segnale di riposo dello stato di esercizio. (Da notare che il segnale di riposo nel sistema americano è negativo, anzichè positivo come nel sistema C. C. I. T.).

Per chiamare la centrale, l'utente preme per 1–2 secondi il tasto « break ». L'interruzione prolungata della linea provoca nella centrale l'accensione della lampadina di chiamata, per effetto di un relè ritardato. (Il relè è ritardato per evitare che la lampadina di chiamata si accenda a causa dei segnali di lavoro, che sono anch'essi dei segnali di interruzione della corrente, ma di breve durata).

La centrale risponde alla chiamata introducendo la spina di un bicordo nello jack dell'utente e premendo per 1-2 secondi il tasto « break » della sua telescrivente. L'interruzione prolungata della linea da parte della centrale provoca la messa in moto del telescrittore.

La chiamata effettuata dalla centrale avviene in modo identico alla risposta alla chiamata, ossia introducendo la spina di un bicordo nello jack dell'utente e premendo per 1–2 secondi il tasto « break ». Con tale operazione il telescrittore dell'utente si mette in moto. Trasmettendo dalla centrale la combinazione « S cifre » (= campanello) l'utente può essere avvertito acusticamente, qualora non fosse vicino alla telescrivente. Realizzato il collegamento la trasmissione avviene in corrente semplice con corrente di riposo negativa.

Per effettuare il segnale di fine, l'utente, premendo per 1–2 secondi il tasto « break », interrompe la linea e fa accendere la lampadina di fine corrispondente al bicordo del centralino, per effetto di un relè ritardato.

La rottura del collegamento avviene estraendo la spina dallo jack. Per effetto di tale operazione rimane sulla linea un segnale di riposo (negativo) che provoca l'arresto della telescrivente dell'utente.

347. Sistema di segnalazione inglese (*vedi* fig. 75).

È un sistema semplificato simile a quello americano, col quale può essere interconnesso facilmente. Anche questo sistema non usa il falso riposo, ma esegue la segnalazione con dei segnali prolungati di lavoro. Funziona esclusivamente in corrente doppia. Anche qui lo stato di linea libera è identico al segnale di riposo dello stato di esercizio. (Da notare che il funzionamento a corrente doppia in Inghilterra avviene con segnale di riposo negativo, segnale di lavoro positivo, contrariamente a quanto si verifica nel sistema C. C. I. T. a doppia corrente).

Per chiamare la centrale, l'utente aziona la leva « call–clear » per 1–2 secondi, inviando così un prolungato segnale di lavoro. Questo segnale provoca l'accensione della lampadina di chiamata del centralino. Il centralinista, per rispondere alla chiamata, introduce la spina nello jack dell'utente. La lampadina di chiamata si spegne, il telescrittore dell'utente si mette in moto dalla prima battuta del tasto spaziatore della macchina del centralinista.

Per effettuare la chiamata di un utente, il centralinista introduce la spina nello jack corrispondente ed invia un segnale prolungato (1–2 secondi) di lavoro, azionando apposita chiave di chiamata.

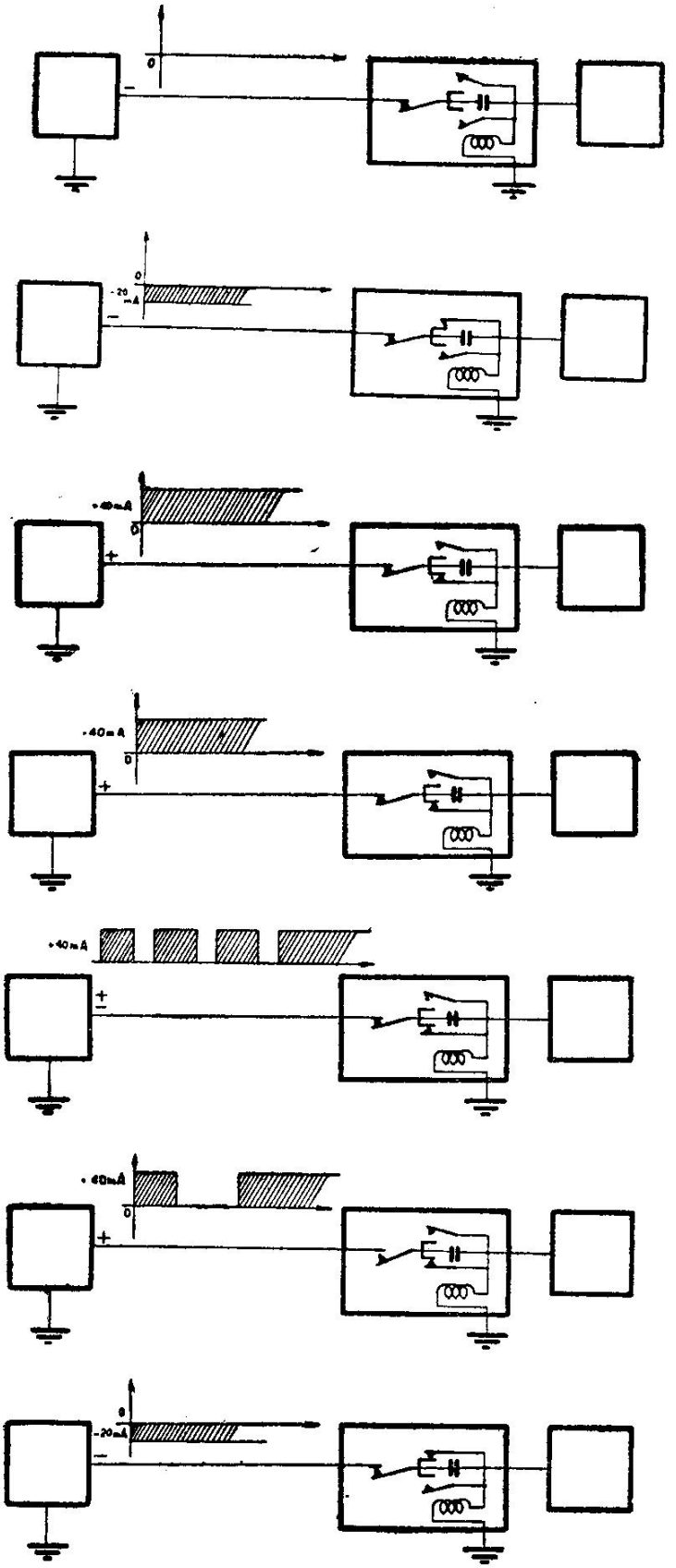
Realizzato così il collegamento, la trasmissione avviene in corrente doppia con segnale di riposo negativo, segnale di lavoro positivo.

Anche il segnale di fine inviato dall'utente è un segnale di lavoro prolungato, ottenuto con la chiave « call–clear ». Tale segnale fa accendere nel centralino la lampadina di chiamata, che fa anche le veci della lampadina di fine.

La rottura del collegamento avviene estraendo la spina dallo jack. Con tale operazione sulla linea rimane la corrente a polarità negativa (stato di riposo = stato di linea libera). La lampadina di fine si spegne, la macchina dell'utente si arresta.

348. Schemi di principio dei vari sistemi di segnalazione.

Centralino — Cassetta comando per corrente sempl. — Telescrittore



Stato di linea libera (falso riposo). Il circuito di linea è interrotto da un condensatore.

Chiamata effettuata dall'utente. Il condensatore viene cortocircuitato. La lampadina di chiamata del centralino si accende.

Risposta del centralino. La polarità della corrente viene invertita introducendo la spina nello jack. Il relè polarizzato nella cassetta di comando inverte la sua posizione ed inserisce il motore del telescrittore.

Chiamata effettuata dalla centrale. Introduzione della spina nello jack. La corrente diventa positiva. La corrente di scarica e di ricarica in senso inverso del condensatore inverte la posizione del relè polarizzato. La telescrivente dell'utente si mette in moto.

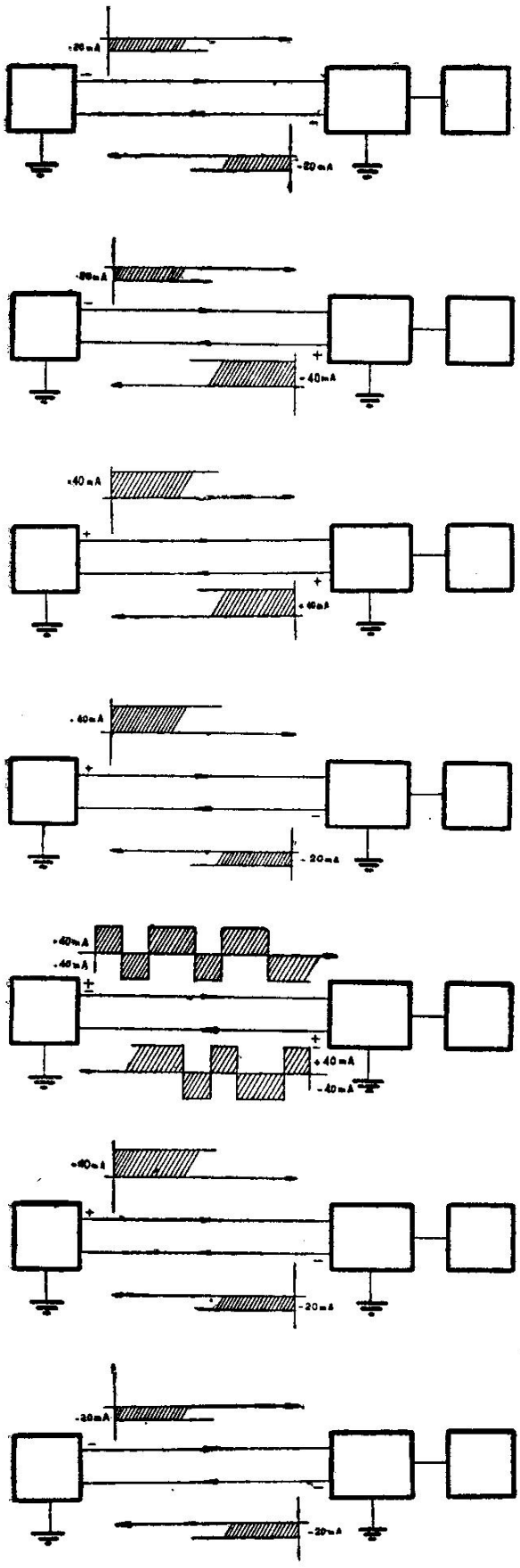
Stato di esercizio. Segnale di riposo: positivo.
Segnale di lavoro: assenza di corrente.

Segnale di fine dell'utente. Premendo il pulsante di fine per 1-2 secondi, la linea si interrompe. Nella centrale si accende la lampadina di fine.

Rottura del collegamento. Estraendo la spina dallo jack la corrente si inverte e diventa negativa. La posizione del relè polarizzato si inverte. La telescrivente si arresta.

FIG. 72 – *Sistema di segnalazione C.C.I.T. a corrente semplice.*

Centralino | Cassetta comando per corrente doppia | Telescrittore



Stato di linea libera (falso riposo). La polarità della corrente da tutte e due le parti è negativa.

Chiamata effettuata dall'utente. Premendo il pulsante di chiamata, la polarità della corrente presso l'utente s'inverte. La lampadina di chiamata nel centralino si accende.

Risposta della corrente. Introducendo la spina di un bicordo nello jack dell'utente, la polarità della corrente presso il centralino s'inverte. Un relè polarizzato nella cassetta comando inserisce il telescrittore che si mette in moto.

Chiamata effettuata dalla centrale. Introducendo la spina di un bicordo nello jack dell'utente, la polarità della corrente presso la centrale s'inverte. Un relè polarizzato nella cassetta comando inserisce il telescrittore che si mette in moto.

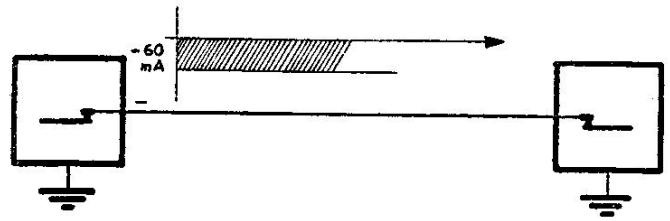
Stato di esercizio.
Segnale di riposo: positivo.
Segnale di lavoro: negativo.

Segnale di fine dell'utente. Premendo il pulsante di fine per 1–2 secondi la polarità della corrente presso l'utente s'inverte e provoca l'accensione della lampadina di fine nella centrale.

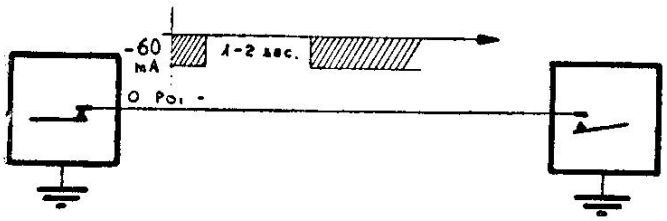
Rottura del collegamento. Estraendo la spina, la polarità della corrente presso la centrale si inverte e provoca la disinserzione del telescrittore, che si arresta.

FIG. 73 – *Sistema di segnalazione C.C.I.T. a doppia corrente.*

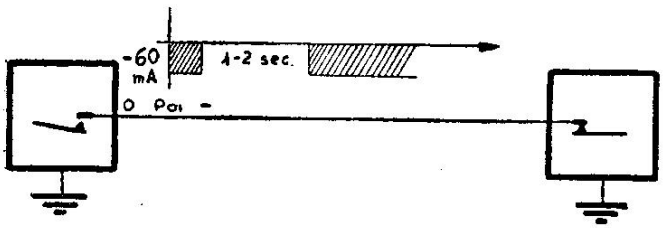
Centralino Telescrittore



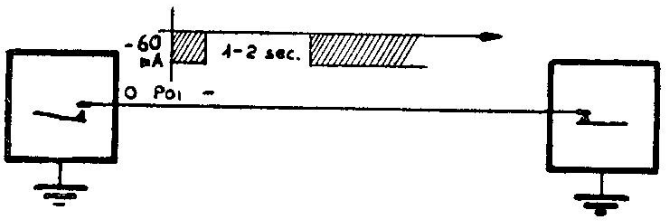
Stato di linea libera. Corrente di polarità negativa. Circuito chiuso.



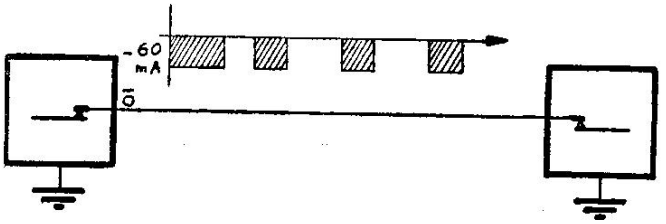
Chiamata effettuata dall'utente. Interruzione della linea per 1-2 secondi col tasto « break ». La lampadina di chiamata della centrale si accende per effetto di un relè ritardato. Il telescrittore dello utente si mette in moto.



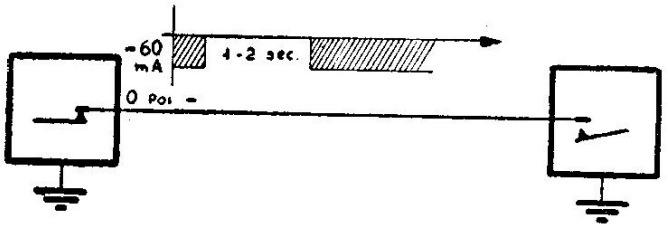
Risposta della centrale. Introduzione della spina. Messa in moto della telescrivente dell'operatore col tasto « break ».



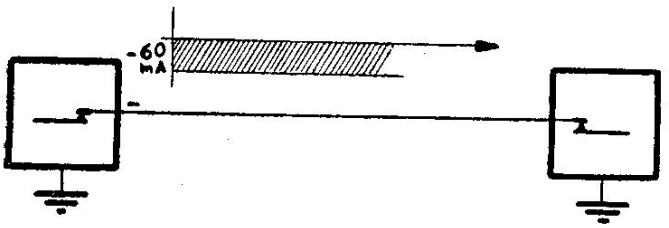
Chiamata effettuata dalla centrale. Introduzione della spina. Interruzione della linea per 1-2 secondi col tasto « break ». Il telescrittore dell'utente si mette in moto. Inviando la combinazione « S cifre » (= campanello) l'utente può essere avvertito se si trova lontano dalla telescrivente.



Stato di esercizio. Segnale di riposo: negativo - Segnale di lavoro: assenza di corrente.



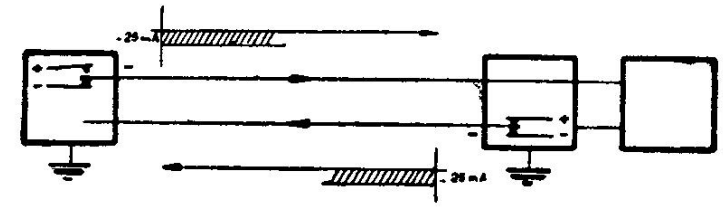
Segnale di fine dell'utente. Interruzione della linea per 1-2 secondi col tasto « break ». La lampadina di fine del centralino si accende tramite un relè ritardato.



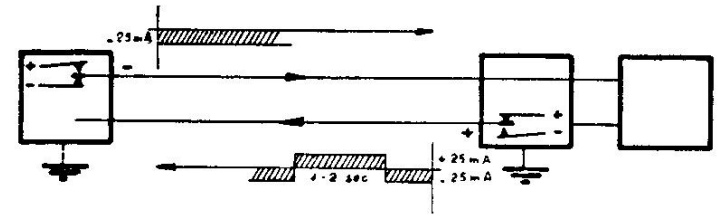
Rottura del collegamento. Estraendo la spina, la polarità della corrente rimane negativa (stato di riposo). Il telescrittore dell'utente si arresta dopo aver premuto « Cifre H » (= stop).

FIG. 74 - *Sistema di segnalazione americano.*

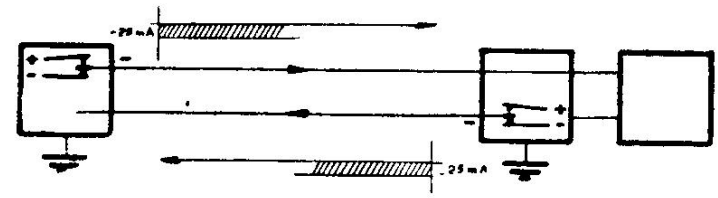
Centralino | Cassetta comando | Telescrittore



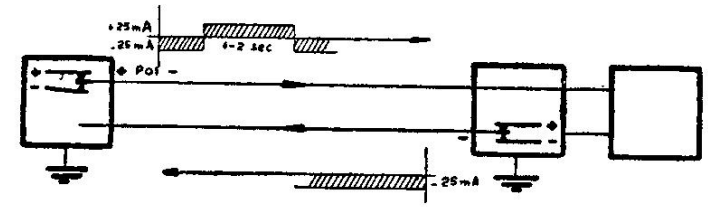
Stato di linea libera (stato di riposo). Corrente di riposo (negativa) da tutte e due le parti. Circuito di linea chiuso.



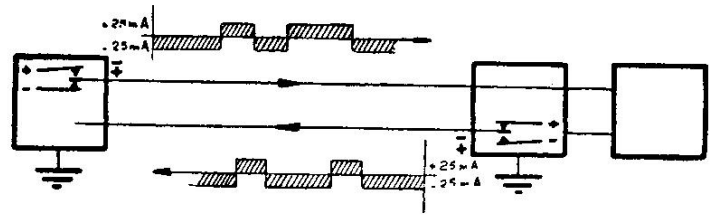
Chiamata effettuata dall'utente. Invio di un segnale di lavoro (positivo) prolungato, che provoca l'accensione della lampadina di chiamata.



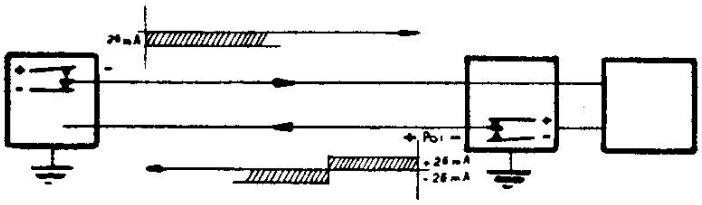
Risposta della centrale. Introducendo la spina di un bicordo nello jack dell'utente, la lampadina di chiamata si spegne. L'utente può conversare col centralinista.



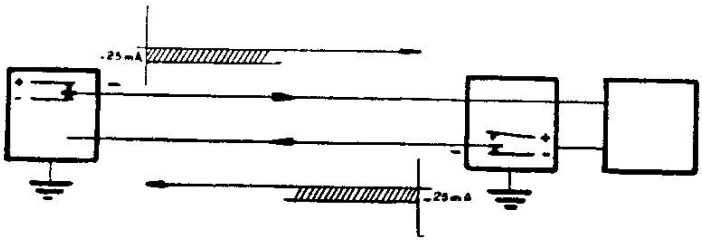
Chiamata effettuata dalla centrale. Introduzione della spina. Invio di un segnale di lavoro (positivo) prolungato. Il telescrittore dell'utente si mette in moto.



Stato di esercizio.
Segnale di riposo: negativo.
Segnale di lavoro: positivo.



Segnale di fine dell'utente. Invio di un segnale di lavoro (positivo) prolungato. La lampadina di fine (che per il centralino MK II è la stessa di quella di chiamata) del centralino si accende.



Rottura del collegamento. Estraendo la spina, la polarità della corrente di linea rimane negativa (stato di riposo). Il telescrittore dell'utente si arresta. La lampadina di fine si spegne.

FIG. 75 – *Sistema di segnalazione inglese.*

349. Centri telegrafici con servizio di transito a zona perforata.

350. Generalità.

L'elasticità di servizio e la molteplicità delle prestazioni che oggi si richiedono ad un Centro Telegrafico servito da telescriventi, hanno portato al completo superamento dei tradizionali sistemi di ritrasmissione manuale per transito ed alla loro sostituzione con quello a zona perforata consistente nella ricezione del messaggio su zona perforata e stampata e nella sua susseguente riemissione sulla linea uscente per mezzo di un trasmettitore automatico.

I sistemi per porre in comunicazione due posti non collegati da linea diretta, sono essenzialmente due: quello della commutazione manuale o automatica per mezzo di centralini telegrafici e quello del transito effettuato con ricezione a stampa o a zona perforata e ritrasmissione manuale o automatica. Entrambi i sistemi hanno degli svantaggi e vantaggi.

Il sistema di commutazione manuale o automatica per mezzo di centralini telegrafici ha in sè il costituzionale difetto della scarsa utilizzazione delle linee, essendo generalmente il tempo necessario per costituire la comunicazione superiore a quello vero e proprio impiegato per la trasmissione del messaggio.

Il sistema del transito effettuato con ricezione a stampa e ritrasmissione manuale, oltre ad essere lento e suscettibile di errori introdotti nella rimanipolazione, non ammette la possibilità del colloquio diretto tra i due posti estremi.

Il sistema del transito effettuato per mezzo di zona perforata presenta i seguenti vantaggi e svantaggi:

vantaggi:

— sfrutta al massimo le linee telegrafiche permettendo il funzionamento in duplice ed impiegando la trasmissione automatica, molto più veloce di quella manuale;

— rigenera qualitativamente i segnali, senza l'uso di ripetitori rigenerativi, in ogni centro di transito, fattore molto importante nelle lunghe comunicazioni interurbane e internazionali;

— non provoca perdite di tempo dovute al perfezionamento del collegamento da parte dei centralini telegrafici manuali o automatici;

— dà la possibilità di smistare più facilmente i messaggi secondo loro grado di urgenza;

— dà la possibilità di costituire in ogni centro di transito un archivio dei messaggi passati per il centro stesso;

— dà la possibilità di numerare progressivamente tutti i messaggi in transito, con conseguente possibilità di controllo, d'individuazione di quelli mancanti e di ricerca di messaggi determinati.

svantaggi:

— richiede l'impiego di un maggior numero di apparati telescriventi e di personale; ad ogni linea in duplice infatti deve essere allacciato permanentemente un apparato ricevente perforatore ed un trasmettitore automatico, oltre ad un eventuale secondo apparato ricevente a stampa o perforante per il controllo e di un secondo trasmettitore automatico per la numerazione;

— richiede un forte consumo di zona da perforare;

— non consente la conversazione diretta tra posti estremi;

— rende molto difficoltosa la conferma immediata della ricezione di un messaggio trasmesso;

— rende quasi impossibile la correzione immediata di errori dovuti ai disturbi nella linea o nelle apparecchiature terminali;

— rende del tutto impossibile il servizio cifrato su collegamenti soggetti a disturbi in quanto la rifasatura dei dispositivi cifranti (in seguito ad uno sfasamento dovuto ad un disturbo) non può essere effettuata in mancanza della possibilità di conversazione diretta tra gli utenti estremi;

— esiste il pericolo che qualche spezzone di zona perforata, invece di essere ritrasmesso sulla nuova linea, venga smarrito o inavvertitamente archiviato senza essere stato trasmesso. Si richiede quindi l'impiego di personale che possegga un elevato grado di disciplina.

I centri di transito a zona perforata assumono caratteristiche diverse a seconda che si tratti di grandi stazioni a carattere stabile oppure di stazioni mobili di piccola mole.

Nel primo caso, per evitare interferenze nel movimento delle zone e per favorire quella del personale di servizio, il complesso degli apparati riceventi può essere tenuto separato da quello degli apparati trasmittenti.

Nel secondo caso invece, le parti ricevente e trasmittente possono essere sistemate in un unico mobile che costituisce una stazione standard completa ed autonoma. A tale tipo di complesso appartengono l'Unità Ripetitrice Olivetti CT-5 e la stazione campale americana AN/TGC-1.

Il sistema di transito a zona perforata dà origine a tre fondamentali modi di funzionamento che hanno caratteristiche diverse e che richiedono distinti complessi di apparecchiature.

— *Sistema manuale o a zona tagliata* (torn tape system). Consiste nel separare a mano, staccandolo dalla zona uscente dal riceperforatore, lo spezzone di zona perforata corrispondente ad ogni messaggio e nello smistare tale spezzone al conveniente trasmettitore automatico, dopo aver desunto dal preambolo l'indirizzo di instradamento, e dopo aver inserito il trasmettitore automatico sulla linea a cui il messaggio è destinato.

— *Sistema semiautomatico o a zona continua* (push–button–system). La zona esce continuamente dal riceperforatore e passa immediatamente e direttamente nel trasmettitore automatico installato a fianco del riceperforatore stesso.

Lo smistamento nella nuova direzione del messaggio è realizzato inserendo il trasmettitore sulla linea desiderata per mezzo di un sistema di commutazione automatica a pulsanti; i pulsanti, uno per linea, sono disposti su un pannello collocato a portata di mano dell'operatore.

— *Sistema automatico*. La zona esce continuamente dal riceperforatore e passa immediatamente e direttamente nel trasmettitore installato a fianco del riceperforatore stesso.

Lo smistamento nella nuova direzione del messaggio avviene automaticamente attraverso una centrale di smistamento senza l'intervento dell'operatore, in base al codice di istradamento che si trova all'inizio di ogni messaggio.

351. Sistema manuale o a zona tagliata.

Per ogni coppia di linee entranti–uscenti sono installati i seguenti apparecchi:

— un riceperforatore stampante, collegato permanentemente al lato delle linee entranti, che riceve i messaggi in arrivo;

— un trasmettitore automatico di messaggio con avviamento ad elettromagnete per mezzo di pulsante ed arresto meccanico comandato dalla fine della zona;

— un trasmettitore automatico di numerazione progressiva con avviamento ad elettromagnete ed arresto meccanico comandato da un segnale di separazione registrato tra due numeri successivi;

— un riceperforatore di controllo che registra il messaggio preceduto dal corrispondente numero progressivo sulla zona perforata che passa direttamente nel

— trasmettitore automatico di linea che provvede all'emissione del dispaccio sul collegamento esterno.

La funzione degli ultimi due apparati è quella di introdurre, fra il trasmettitore automatico di messaggio e la via di comunicazione, un elemento elastico capace di agire da polmone, nel caso di eventuali interruzioni di traffico sulla linea, e di mantenere pertanto regolare il ritmo di funzionamento del trasmettitore di messaggio.

L'impiego dei due apparati permette inoltre l'archiviazione di una sola zona continua, sulla quale sono registrati tutti i messaggi in una data direzione, numerati progressivamente.

Per ogni impianto sono installati inoltre i seguenti servizi:

— un posto locale per i messaggi originati o diretti al centro stesso. È collegato ai due lati ricezione e trasmissione come se fosse un normale posto di utente;

— un pannello ripetitore composto da:

– un permutatore; serve per collegare stabilmente le linee entranti ed uscenti alle particolari linee interne;

– un ripetitore; composto da relè telegrafici soccorritori, da dispositivi di adattamento dei circuiti alle caratteristiche di linea e da strumenti di misura e di controllo;

– un commutatore; per la realizzazione degli schemi di inserzione in corrente semplice o doppia in collegamento simplex e duplex;

– un posto di controllo; che può essere inserito su qualsiasi linea entrante o uscente per mezzo di jack o di pulsanti;

— un posto per la trasmissione automatica delle circolari.

Le operazioni di servizio si susseguono nel seguente modo:

— il messaggio entrante viene ricevuto da un riceperforatore stampante, l'operatore stacca la zona relativa al messaggio, desume l'indirizzo d'instradamento dal suo preambolo e la deposita nella rastrelliera del corrispondente trasmettitore di messaggio; dalla rastrelliera un secondo operatore la passa subito al trasmettitore automatico di messaggio, se questo è libero, o la lascia in sosta fino all'esaurimento del traffico precedente od in corso di emissione. Introdotta la zona nel trasmettitore di messaggio, l'operatore preme un pulsante il quale avvia, prima il relativo trasmettitore di numerazione e, quando questo si è fermato, automaticamente il trasmettitore di linea;

— il riceperforatore stampante di controllo registra il messaggio emesso con relativo numero.

352. Sistema semiautomatico o a zona continua.

Per ogni coppia di linee entranti–uscenti sono installati:

— una coppia di apparati formata da un riceperforatore stampante e da un trasmettitore di messaggio, disposti a breve distanza l'uno dall'altro in modo che la zona uscente dal primo entri in continuità nel secondo;

— un trasmettitore automatico di numerazione progressiva con avviamento ad elettromagnete ed arresto meccanico comandato dal segnale di separazione registrato dopo ogni numero; tale segnale è costituito generalmente dal codice « binario » formato da 5 impulsi di lavoro (assenza di fori);

— un quadro di comando che porta tanti pulsanti quante sono le linee uscenti, nel cui novero deve essere, in questo caso, calcolata anche quella del posto locale.

L'azione del pulsante comanda il circuito di selezione che collega il trasmettitore di messaggio alla linea desiderata, se libera; altrimenti fornisce un segnale di linea occupata. Se dopo il messaggio diretto ad una linea occupata arriva un secondo messaggio diretto ad una linea libera, per poter far progredire quest'ultimo, si trasmette il primo messaggio ad un posto di riserva, il quale lo instrada sulla linea appena questa diventa libera.

Per ogni impianto sono installati inoltre i seguenti servizi:

— un posto locale per i messaggi originati e diretti al centro;

— un pannello ripetitore simile a quello del sistema a zona tagliata;

— un sistema di cercatori e selettori per la selezione delle linee uscenti;

— un posto controllo simile a quello del sistema a zona tagliata;

— un certo numero di posti di riserva per la ricezione e riemissione di messaggi diretti a linee occupate;

— un posto per l'emissione di circolari, simile a quello del sistema a zona tagliata.

Le operazioni di servizio procedono come segue:

Il messaggio entrante viene ricevuto su zona perforata dal relativo riceperforatore stampante; la zona perforata passa direttamente al trasmettitore di messaggio accoppiato.

L'operatore, desunto dal preambolo l'indirizzo, smista il messaggio sulla linea corrispondente premendo l'apposito pulsante. Se la linea è libera, tutto procede regolarmente; il messaggio viene numerato e trasmesso. Se la linea invece è occupata, il trasmettitore di messaggio non si avvia e appare quindi un segnale di occupato. Non appena la linea si libera, tale segnale scompare ed il messaggio viene trasmesso previa numerazione progressiva. Se durante l'attesa arriva nella linea entrante un secondo messaggio diretto ad una linea libera, il primo messaggio viene subito smistato ed uno dei posti di riserva che lo ritrasmette alla linea, non appena questa si libera.

CAPITOLO 7.

DIMENSIONAMENTO DELLE RETI TELEGRAFICHE

(dal manuale americano TM 11-486)

• 353. Generalità.

Le reti telegrafiche sono formate da combinazioni di sezioni di linea e di prolungamenti od estensioni. Una sezione di linea comprende apparati ripetitori terminali oltre ai conduttori di linea. I prolungamenti (chiamati anche estensioni o circuiti locali) funzionano in corrente continua e sono usati per prolungare i circuiti telegrafici dai terminali di linea telegrafici a frequenza portante e dai ripetitori telegrafici c. c. ai telescrittori posti nei centri di collegamento. I prolungamenti sono usati inoltre per connettere le estremità locali degli equipaggiamenti di linea, cioè i terminali a frequenza portante ed i ripetitori c. c., ad un punto intermedio con o senza equipaggiamenti telescriventi.

I circuiti locali possono funzionare in corrente semplice semiduplice, in corrente semplice duplice, in corrente doppia a 4 fili, in polarenziale. I circuiti locali in corrente doppia a 4 fili ed in corrente semplice duplice richiedono due vie di trasmissione separate. I prolungamenti in corrente semplice possono usare o un circuito con ritorno metallico o un circuito con ritorno a terra. Per limitare l'interferenza è preferibile il ritorno metallico, quando sono disponibili i conduttori. Quando l'interferenza non è il fattore predominante, potrebbe usarsi in alcuni casi il ritorno a terra data la resistenza totale più bassa di tale tipo di circuito.

Nel progetto delle reti telegrafiche, è essenziale conoscere le lunghezze massime consentite dei vari tipi di sezioni di linea e di circuiti di estensioni o prolungamenti.

È inoltre importante valutare la capacità di trasmissione delle singole sezioni di linea e dei prolungamenti onde poter stabilire le prestazioni e l'appropriata ubicazione dei ripetitori, compreso il tipo rigenerativo. L'impiego dei coefficienti di trasmissione telegrafica, che saranno discussi in seguito, permetterà di controllare l'efficienza della rete.

• 254 Con il funzionamento manuale in codice Morse, i problemi delle reti telegrafiche sono relativamente semplici. I circuiti sono normalmente corti e comprendono quasi sempre una sola sezione poichè essi sono generalmente impiegati nelle zone più avanzate del teatro di operazioni.

• 354. Lunghezze massime di sezioni di linee telegrafiche a c.c.

Le distanze entro le quali può aversi un funzionamento soddisfacente sono limitate da considerazioni differenti per i vari tipi di circuiti o condizioni di funzionamento.

Fattori importanti sono l'isolamento, la capacità e la resistenza della linea, la resistenza di terra, la distorsione dei segnali telegrafici e le interferenze.

La tabella 76 dà le lunghezze massime consentite dalle sezioni per i vari tipi di conduttori, per linee funzionanti in corrente continua senza rigenerazione dei segnali. Questi dati sono soltanto orientativi. Le lunghezze delle sezioni sono indipendenti dalle lunghezze dei prolungamenti od estensioni. I dati si riferiscono al servizio in telescrivente ad una velocità di trasmissione di 60 parole al minuto. Per un servizio ad una velocità di trasmissione di 66 parole al minuto, occorre ridurre le lunghezze massime come verrà spiegato in seguito.

Le lunghezze indicate nella tabella 76 sono basate sulle seguenti condizioni assunte:

— conduttori campali W-110-B o W-143 su terreno umido o in acqua con una capacità verso terra di 0,8 mF per miglio e una resistenza di dispersione verso terra di 0,25 megaohm per miglio;

— per linee aeree: resistenza di dispersione verso terra di 0,25 megaohm per miglio;

— per linea aerea: resistenza di dispersione tra i fili di una coppia di 3,5 megaohm per miglio;

— resistenza della presa di terra (come per esempio uno o più picchetti di terra) di circa 200 ohm per un singolo circuito telegrafico e 20 ohm per una presa di terra comune a più circuiti telegrafici;

— interferenza piccola o nulla;

— potenziale del terreno piccolo o nullo;

— temperatura massima di 130 F;

— cavo del tipo sottopiombo con isolamento in carta del tipo standard e qualità commerciale.

In condizioni medie o migliori delle medie può essere possibile impiegare lunghezze più grandi. I conduttori campali possono essere sospesi su pali o alberi o stesi per terra ma su suolo asciutto; ciò non permette di impiegare lunghezze maggiori di filo W-110-B, tranne il caso di funzionamento con temperature molto basse, poichè la lunghezza massima data è limitata dalla resistenza della linea e della terra.

Tipo di circuito ed equipaggiamento	Tipo di conduttore	Lunghezza max per sezione (miglia)	
		Una sezione	Ciascuna delle due sezioni in tandem (*a*)
Funzionamento in corrente semplice			
Conduttore da campo « simplexed » con unità di linea BE-77, BE-77-A, BE-77-B	W-110-B	40	Non usata
	W-143	55 (*b*)	Non usata
Conduttore da campo « simplexed » con centralino BD-100 e unità di linea BE-77, BE-77-A-B	W-110-B	Non usata	25
	W-143	Non usata	25
Funzionamento in corrente doppia a polarenziale con ripetitore TG-30 o OA-6/FG			
Conduttore campale « simplexed »	W-110-B	50	40
	W-143	75	40
Cavo sottopiombo « simplexed »	16 B e S.ga	135	125
	19 B e S.ga	125	125
	22 B e S.ga	80	75
Linea aerea « simplexed »	Linea aerea	(*c*)	(*c*)
Circuito « composited » con linea aerea	rame, 165 (mil)	200	200
	rame, 128	200	200
	rame, 104	200	200
	rame, 80	150	135
	rame-acciaio 128-40%	150	135
	» 104-40%	135	100
	» 80-40%	95	50
	» 125-30%	135	100
	» 104-30%	100	75
	109 GS	45	25
	83 GS	25	15

(*a*) Le due sezioni sono connesse senza impiegare un ripetitore rigenerativo, ed il dispositivo ripetitore intermedio di connessione è il TG-31, o due ripetitori TG-30, o due ripetitori telegrafici OA-6/FG o un centralino BD-100.

(*b*) Le lunghezze raccomandate sono per le condizioni di dispersione e capacità medie e dovrebbero essere ridotte quando queste condizioni sono peggiorate. La lunghezza raccomandata del conduttore W-143 è inferiore a quella del conduttore W-110-B, con queste unità di linea poichè è tenuto conto dell'effetto limitante della corrente di linea usata con questa unità. La distribuzione risultante di capacità e di resistenza produce una forma d'onda sfavorevole con il conduttore W-143. La portata di funzionamento con il conduttore W-143 dovrebbe essere più grande se fossero usate tensioni e resistenze di terminazioni più basse.

(*c*) Per lunghezze massime di linea aerea simplexed, usare 100 miglia o il doppio della lunghezza massima della linea « composited » se quest'ultima è minore.

Nota — Simplexed = Virtuale misto.

TABELLA 76

LUNGHEZZE MASSIME RACCOMANDATE PER SEZIONI DI LINEE TELEGRAFICHE C.C.

Al contrario, con il conduttore W-143, la resistenza non è il fattore limitante e le lunghezze possono essere accresciute sensibilmente, probabilmente secondo un fattore 2 o 3, quando si è in condizioni veramente buone. Con linea aerea di filo di rame di 104 mil. (1 mil. = un millesimo di pollice) di diametro o più grande, la lunghezza massima è determinata principalmente dalla dispersione. Con tempo asciutto, la lunghezza di una singola sezione di linea aerea di rame di grande diametro può essere sensibilmente aumentata. Con linee aeree di piccolo diametro e con linee aventi conduttività inferiore a quella del rame, come p. es. il rame-acciaio di 80 mil. e di 104 mil.; le lunghezze sono limitate dalla distorsione introdotta dalla resistenza della linea e dalle caratteristiche dei componenti degli apparati e dal rumore dei filtri; queste lunghezze non possono essere aumentate sensibilmente in qualsiasi condizione. Se vi sono interferenze elettriche, le lunghezze debbono essere ridotte in dipendenza del valore dell'interferenza.

Le lunghezze massime per ciascuna sezione di un circuito in c. c. composto da due sezioni sono generalmente inferiori a quelle spettanti ad ognuna delle due sezioni prese singolarmente. Con linee aeree di rame di 104 mil. o maggiore, tuttavia, il limite è determinato principalmente dalla dispersione, e le lunghezze massime delle sezioni sono all'incirca le stesse per entrambi i casi. In molti casi, specialmente nelle linee in cavo, le lunghezze massime sono influenzate da altri fattori, come p. es. l'interferenza fra i vari circuiti telegrafici o la distanza tra gli amplificatori telefonici.

Per le sezioni di linea in c. c. si assume che il ritorno del circuito telegrafico avvenga attraverso il terreno. Con ritorno metallico, impiegando due circuiti virtuali (due coppie simplexed), di filo W-110-B, la lunghezza massima della sezione dovrebbe essere ridotta da 50 miglia a circa 30 miglia. Le lunghezze date per gli altri tipi di conduttori si applicano ad entrambi i metodi di funzionamento (ritorno a terra o ritorno metallico).

È raccomandato che, per circuiti con velocità di trasmissione di 60 parole al minuto, non dovrebbero essere usati in tandem più di due sezioni di linea in c.c., a meno che non si faccia uso di ripetitori rigenerativi. Con velocità di trasmissione di 66 parole al minuto può essere necessario l'impiego di un ripetitore rigenerativo in ogni centro intermedio.

Con velocità di trasmissione di 66 parole al minuto, le lunghezze massime delle sezioni di linea debbono essere ridotte per mantenere la stessa qualità di trasmissione che si ha con velocità di trasmissione di 60 parole al minuto.

Fattori diversi contribuiscono a questa riduzione e non tutti i conduttori sono ugualmente interessati; grosso modo si può ritenere sufficiente una riduzione dell'ordine del 20 %.

355. Lunghezze massime delle sezioni dei canali telegrafici a frequenze portanti.

Le lunghezze massime delle sezioni dei canali telegrafici a frequenze portanti sono generalmente determinate dai requisiti a cui debbono soddisfare i circuiti telegrafici interessati per fornire un buon servizio telefonico. Tuttavia, nel caso dei terminali telegrafici CF-2 e CF-6 le attenuazioni massime non dovrebbero superare circa 25 *db* fra i terminali telegrafici. Se le estensioni dal terminale telefonico CF-1 ai terminali telegrafici hanno una certa lunghezza, le attenuazioni in ciascuna di esse non dovrebbero superare circa 8 *db* ed essere relativamente poco rumorose.

Normalmente l'equipaggiamento telegrafico in armadio è installato nello stesso locale in cui è installato l'equipaggiamento telefonico, e conseguentemente l'attenuazione nel prolungamento è praticamente zero. Possono essere messe in tandem parecchie sezioni telegrafiche su frequenze portanti, purchè non si superi il coefficiente di limitazione complessivo, come sarà spiegato in seguito.

356. Lunghezze massime delle estensioni telegrafiche.

Le lunghezze massime per i circuiti delle estensioni (o prolungamenti) telegrafiche sono date nella tabella 77.

I dati si riferiscono ad una velocità di trasmissione di 60 parole al minuto. Per una velocità di trasmissione di 66 parole al minuto, è necessario ridurre i valori dei dati elencati come sarà spiegato in seguito. I dati sono basati sulle stesse ipotesi date per le sezioni di linea c. c. per quanto riguarda la resistenza di dispersione, la capacità verso terra, la temperatura e le interferenze.

Quando si ha una stazione telescrivente in un punto intermedio (come p. es. la stazione C della figura 81), la distanza massima alla stazione telescrivente è di 10 miglia quando la stazione è ubicata fra due ripetitori c. c. o fra un terminale a frequenze portanti ed un ripetitore c. c.

Quando, nel caso di funzionamento su circuiti virtuali (simplexed), le lunghezze delle estensioni superano quelle massime consentite, si può ancora realizzare il collegamento telegrafico, rinunciando alla telefonia, impiegando cioè uno dei 2 fili telefonici per il collegamento telegrafico con ritorno a terra. Il secondo filo telefonico può essere impiegato per un altro collegamento telegrafico soltanto se si tratta di linea aerea.

Con tale variante si possono all'incirca raddoppiare le lunghezze massime indicate per i circuiti simplexed purchè la resistenza del

Tipo di funzionamento	Equipaggiamento di trasmissione di linea	Circuito simplexed a 2 fili in parallelo	Lunghezza massima (miglia) Una sezione
A doppia corrente o polarenziale con ritorno a terra	Terminale CF-2-A, CF-2-B, CF-6, OA-4/FG, OA-5/FG, TH-1/TCC-1	Conduttore campale W-110-B al ripetitore TG-30 oppure OA-6/FG	25 (*a*)
		Conduttore campale W-143 al ripetitore TG-30 oppure OA-6/FG	40 (*a*)
		Cavo o linea aerea al ripetitore OA-6/FG	100 (*a*) (non deve superare 1250 ohm)
A semplice corrente, ritorno metallico o a terra	Terminale CF-2-A, CF-2-B, CF-6, OA-4/FG, OA-5/FG, TH-1/TCC-1	Qualunque tipo di linea ad un telescrittore	10
	Terminale CF-2-A, OA-4/FG, OA-5/FG	Qualunque tipo di linea ad una unità di linea o centralino BD-100	25
	Terminale CF-2-B, CF-6, TH-1/TCC-1	Qualunque tipo di linea ad una unità di linea	16
	Terminale CF-2-B, CF-6, TH-1/TCC-1	Qualunque tipo di linea ad un centralino BD-100	12
	Ripetitore TG-30, OA-6/FG	Conduttore campale o cavo a un telescrittore (*b*) o unità di linea o centralino BD-100	5
	Ripetitore OA-6/FG	Linea aerea a un telescrittore (*b*) o unità di linea o centralino BD-100	10
A doppia corrente, ritorno a terra	Ripetitore OA-6/FG	Qualunque tipo di linea ad una terminazione a doppia corrente a 4 fili	10
A semplice corrente, ritorno a terra o metallico. Segnali rigenerati a e da stazione	Ripetitore rigenerativo OA-2/FG	Conduttore campale o cavo a telescrittore (*b*)	20
		Linea aerea ad un telescrittore (*b*)	30
A semplice corrente, ritorno a terra o metallico. Segnali non rigenerati a e da stazioni	Ripetitore rigenerativo OA-3/FG	Conduttore W-110-B o W-143 o cavo ad un telescrittore (*b*)	5
		Linea aerea ad un telescrittore (*b*)	10

(*a*) Se è usato un ripetitore intermedio per aumentare la lunghezza dell'estensione del circuito di un terminale telegrafico su portante f.v., usare per la prima sezione la lunghezza data in questa tabella; per la seconda sezione può essere usata qualunque tipo di linea della tabella 12 e corrispondente numero di miglia riportato nella colonna intestata « Ciascuna delle due sezioni in tandem ».

(*b*) Con un relè di linea avente un circuito di polarizzazione modificato.

TABELLA 77

LUNGHEZZE MASSIME RACCOMANDATE PER I CIRCUITI TELEGRAFICI DI ESTENSIONI

filo più la resistenza della terra siano tali da poter ottenere la corrente telegrafica necessaria.

Con velocità di trasmissione di 66 parole al minuto si ha una diminuzione della qualità della trasmissione. Per ottenere la stessa qualità di trasmissione occorre ridurre di circa il 10 % le lunghezze massime indicate per il funzionamento con velocità di trasmissione di 60 parole al minuto.

357. Coefficienti di trasmissione telegrafica.

A ciascuna parte di una rete telegrafica può essere assegnato un coefficiente in modo tale che sommando i coefficienti delle parti che lavorano in serie, sia possibile predire se la trasmissione sul circuito è soddisfacente o no. L'impiego dei ripetitori rigenerativi separa la rete in circuiti indipendenti per quanto riguarda il calcolo dei coefficienti.

La somma dei singoli coefficienti telegrafici dà un'indicazione se sul tratto considerato il servizio telegrafico abbia un rendimento sufficiente, per garantire il buon funzionamento. Più basso è il valore di tale somma, più efficiente è il collegamento. Il limite massimo raccomandato per il servizio telescrivente militare di alta qualità è 15. I circuiti aventi questo limite non dovrebbero avere più di un errore su circa 1500 caratteri (uno ogni 4 minuti di funzionamento continuativo ad una velocità di trasmissione di 60 parole al minuto) facendo la media in un lungo intervallo di tempo. Questo limite non dovrebbe essere considerato di difficile raggiungimento. Se è accettabile un grado inferiore di prestazione, particolarmente se sono permessi periodi occasionali di funzionamento scadente, si può impiegare un coefficiente limite di 20.

I valori dei coefficienti elencati nella tabella 78 danno delle indicazioni orientative sul probabile comportamento del servizio dei circuiti comprendenti i conduttori di linea e gli equipaggiamenti terminali. Essi si applicano sia alla velocità di trasmissione di 60 parole al minuto, sia a quella di 66 parole al minuto, giacchè l'effetto della velocità di trasmissione più elevata è compensato dalla riduzione delle lunghezze massime consentite delle sezioni di linea c.c. e delle estensioni.

Il valore inferiore del coefficiente per un dato caso corrisponde ad una lunghezza relativamente corta e a condizioni favorevoli, mentre il valore più alto si riferisce alle lunghezze maggiori e a condizioni meno favorevoli.

Dovrebbero essere applicate le cifre più alte se vi è dubbio che gli equipaggiamenti e le linee siano in buone condizioni di manutenzione, o quando si sospetta che le interferenze possano costituire un fattore predominante.

Al funzionamento della telegrafia a frequenza portante sul cavo spiral-four ed al funzionamento della telegrafia su portante in monofonica o bifonica dovrebbe essere assegnato un coefficiente più alto di quello per funzionamento su cavo a 16, 19 o 22 gauge o per funzionamento a frequenza portante di tipo C o H su linee aeree.

Nel caso di sezioni di linea c. c., due sezioni in tandem producono una riduzione parziale della distorsione unilaterale, ma vi sarà probabilmente più interferenza. Questo caso ha un coefficiente più alto di quello della sezione singola senza però raggiungere il valore doppio.

Una sezione telegrafica c. c. comprende due ripetitori ed una linea che unisce i due ripetitori. Analogamente una sezione telegrafica su frequenza portante comprende due terminali di canale telegrafico, e la linea che unisce i due terminali e che generalmente sarà equipaggiata con degli amplificatori telefonici a frequenza portante.

	Tipo di circuito	Coefficiente
Sezione di linee telegrafiche	Sezione su portante Una sezione c. c. Due sezioni c. c. in tandem Tre o più sezioni c.c. in tandem	2,5 - 5 5 - 7 9 - 12 Non raccomandabile
Centralino BD-100 linee	Ogni linea	2 - 7
Circuiti di estensioni (prolungamenti)	Corrente doppia polarenziale, da un terminale su portante al lato linea di un ripetitore c. c.	5 - 7
	Corrente semplice a un telescrittore o ad un'unità di linea da un ripetitore telegrafico c. c.	0 - 2
	Corrente semplice a un telescrittore o ad un'unità di linea da un terminale telegrafico su portante	0 - 5

TABELLA 78
COEFFICIENTI TELEGRAFICI

358. Applicazione dei coefficienti telegrafici alle reti.

Per impiegare i coefficienti, si disegna una rete quale primo tentativo e si scelgono i coefficienti per ciascuna parte del circuito telegrafico. Successivamente si esegue il calcolo del coefficiente complessivo da ciascuna stazione ad ogni altra stazione, nell'ipotesi che non vi siano installati dei ripetitori rigenerativi.

Se uno qualunque dei coefficienti complessivi supera sensibilmente il limite desiderato sarà necessario sostituire alcune delle sezioni con delle altre aventi prestazioni migliori oppure si dovrà suddividere la rete in più parti mediante l'inserzione di uno o più ripetitori rigenerativi.

Poichè tali ripetitori rigenerano completamente i segnali telegrafici, sarà sufficiente computare ciascun coefficiente complessivo da ciascun terminale ad un ripetitore rigenerativo e da un ripetitore rigenerativo ad un altro e successivamente vedere se il limite sia stato superato o no.

Quando un ripetitore rigenerativo è installato in un punto a 3 diramazioni per derivare una branca di circuito, esso può essere connesso per fornire la rigenerazione completa o nel circuito principale o nel circuito di derivazione ma non in entrambi i circuiti. È necessario tener conto di ciò nell'applicazione dei coefficienti a tale tipo di circuito.

Dovrebbero essere impiegati valori di coefficienti complessivi relativamente grandi, alcune volte superiori a quelli dati nella tabella 78, quando si verifica, in misura estrema, una delle seguenti condizioni o combinazioni di esse:

— linee di lunghezza alquanto superiore al limite indicato;

— linee seriamente impregnate di umidità (pioggia continua, nebbia o immersione in acqua);

— manutenzione deficiente;

— resistenza eccessiva della presa di terra;

— serie interferenze, come quelle provocate da linee industriali, da altri circuiti di comunicazioni, da temporali, da differenze di potenziale del terreno.

I valori più piccoli dovrebbero essere applicati per le condizioni più favorevoli, quali:

— sezioni di linee brevi sotto buone condizioni, p. es. con clima asciutto;

— equipaggiamenti ben aggiustati e ben mantenuti, oltre il limite normale.

I valori intermedi dovrebbero essere applicati per le condizioni medie.

359. Esempi di reti telegrafiche.

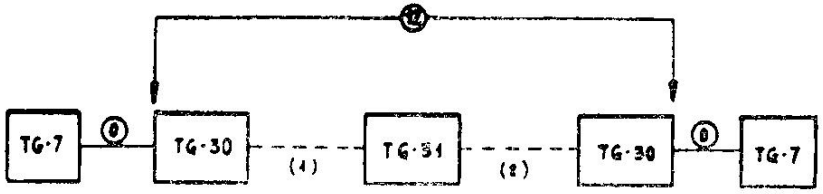
I seguenti esempi illustrano l'impiego dei coefficienti telegrafici nelle reti telegrafiche.

Il circuito di cui alla figura 79 è di un tipo semplice, poichè comprende due sole sezioni di linea per il servizio fra le stazioni A e B. Sono usate due sezioni di linea polarenziale c. c., impiegante filo W–110–B, simplexed con due ripetitori terminali ed un ripetitore intermedio.

Una telescrivente è connessa mediante un breve cordone a ciascun ripetitore terminale. Le lunghezze delle sezioni sono quelle massime o vicine ad esse ed è presente una interferenza moderata, cosicchè è assegnato il coefficiente massimo 12 (tabella 78) per le due sezioni c. c. Il coefficiente per le connessioni dei telescrittori ai terminali è zero: pertanto il coefficiente totale è 12 ed il circuito dovrebbe essere soddisfacente.

Un esempio di rete per servizio commutabile è mostrato nella figura 80, che illustra una connessione commutabile a 3 stazioni A, B e C.

Il servizio alla stazione A è dato su una sezione polarenziale c.c. che usa 30 miglia di linea con conduttore W–143 simplexed. Questa lunghezza è molto al disotto di quella massima e, siccome si è ammesso che la linea sia soggetta a dispersione e ad interferenze, viene

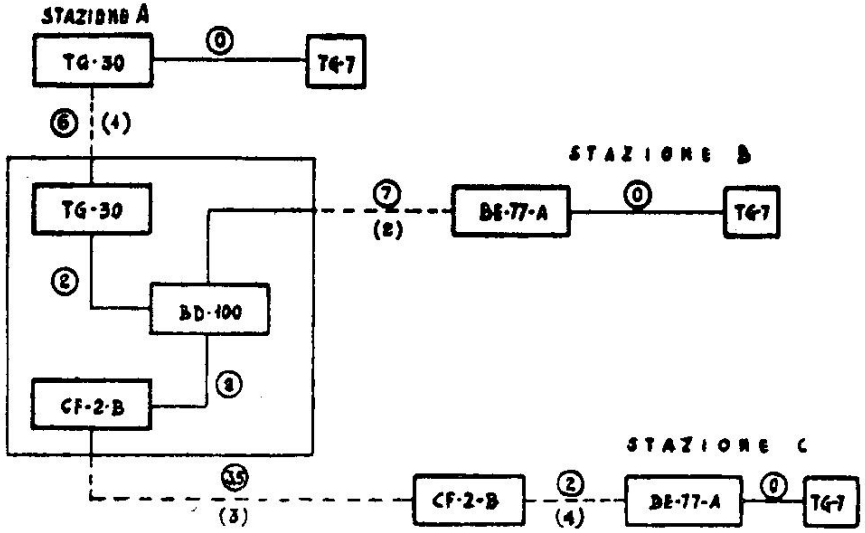


(1) Linea polarenziale simplexed su conduttore W–110–B lunga 40 miglia.

(2) Linea polarenziale simplexed su conduttore W–110–B lunga 35 miglia.

Nota – I coefficienti telegrafici sono racchiusi in circoletti.

FIG. 79 – *Semplice schema d'impiego dei coefficienti telegrafici.*



(1) Linea polarenziale simplexed su conduttore W–143 lunga 30 miglia.

(2) Linea a corrente semplice simplexed su conduttore W–143 lunga 25 miglia.

(3) Complesso di 100 miglia di cavo spiral–four CC–358 con apparecchiatura telefonica a frequenze portanti.

(4) Estensione a corrente semplice simplexed su conduttore W–143 lunga 5 miglia.

Nota – I coefficienti telegrafici sono racchiusi in circoletti.

FIG. 80 – *Impiego dei coefficienti telegrafici in una rete commutata.*

assegnato ad essa il coefficiente 6. Il telescrittore della stazione A è connesso direttamente al ripetitore; questa connessione ha coefficiente zero. La connessione alla centrale, cioè dal centralino al ripetitore TG–30 prende il coefficiente 2.

Il servizio alla stazione B è a semplice corrente sopra 25 miglia di linea con conduttore W–143 simplexed che va ad una unità di linea BE–77–A e successivamente è diretta ad un telescrittore. Questa sezione opera sotto condizioni severe e prende il coefficiente 7.

Il collegamento alla stazione C comprende un terminale a frequenza portante presso la centrale, una sezione telegrafica su portante di 100 miglia di cavo spiral–four, un'estensione in corrente semplice di 5 miglia, e un'unità di linea BE–77–A collegata direttamente al telescrittore.

Il coefficiente del tratto centralino–terminale a frequenza portante è 2 e quello per la sezione a frequenza portante è 3,5.

L'estensione a corrente semplice è corta, 5 miglia, e per essa è assegnata il coefficiente 2. Il telescrittore è connesso direttamente all'unità di linea ed il coefficiente per questa connessione è zero.

La somma dei coefficienti dalla stazione A alla stazione B è 15; dalla stazione B alla stazione C è 14,5; e dalla stazione A alla stazione C è 15,5. Questa rete potrà pertanto essere considerata soddisfacente per un servizio di requisiti normali.

Un esempio relativo ad una rete più complicata, comprendente impianti fissi e tattici, è data dalla figura 81.

Il circuito dalla stazione A alla stazione B, insieme con una branca alle stazioni C e D, interessa i seguenti elementi:

Alla stazione A, un telescrittore con un relè di linea è connesso da un circuito di estensione locale di 5 miglia di cavo del tipo 19 gauge ad un ripetitore c. c. Un coefficiente 2 è assegnato a questa estensione.

Una sezione di linea di 50 miglia con conduttore rame–acciaio al 40 % di diametro di 104 mil. opera in doppia corrente a 4 fili. La lunghezza è molto al disotto del limite e la interferenza e la dispersione sono assunte piccole, cosicchè è scelto il coefficiente minimo 5.

Una sezione a frequenza portante opera su 200 miglia di linea aerea di rame 104 mil. in tandem con una sezione di 100 miglia di cavo spiral–four CC–358. La sezione di linea aerea è buona e per essa è assegnato il coefficiente 2,5. Alla sezione spiral–four è assegnato il coefficiente 4.

Un circuito di estensione dal terminale a frequenza portante alla stazione B opera in polarenziale su 6 miglia di linea simplexed con conduttore W–143. Benchè questa sia corta, sono assunte condizioni di dispersione e di manutenzione inferiori a quelle medie e le è assegnato il coefficiente 6.

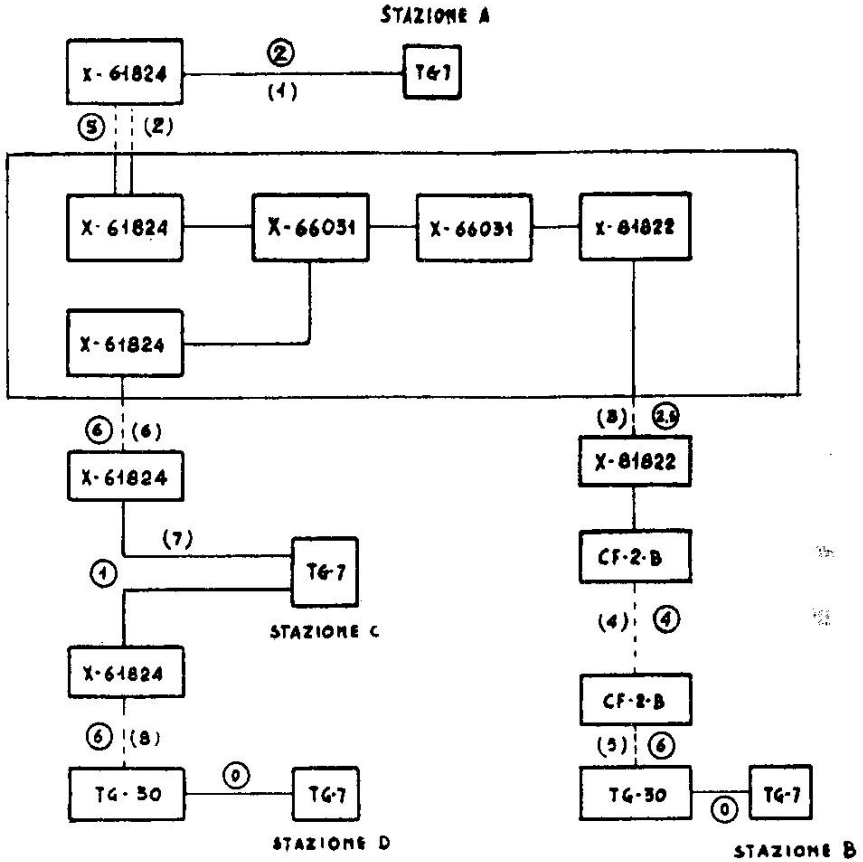


FIG. 81 – *Impiego dei coefficienti telegrafici in una rete fissa.*

X–61824 Ripetitore telegrafico per impianti fissi.
X–66031 Ripetitore telegrafico rigenerativo per impianti fissi.
X–81822 Terminale telegrafico a frequenze portanti per impianti fissi.

(1) Estensione in corrente semplice su cavo 19 gauge lunga 5 miglia.

(2) Linea a corrente doppia composited su conduttore 104 mil. 40 % rame–acciaio lunga 50 miglia.

(3) Linea a frequenza portante lunga 200 miglia su conduttore 104 mil. rame con apparecchiatura terminale telefonica a frequenza portante.

(4) Complesso in cavo spiral–four CC–358 lungo 100 miglia a frequenza portante con apparecchiatura telefonica a frequenza portante.

(5) Linea polarenziale simplexed su conduttore W–143 lunga 6 miglia.

(6) Linea polarenziale simplexed su conduttore 80 mil. 40 % rame–acciaio lunga 40 miglia.

(7) 3 miglia di cavo gauge.

(8) Linea polarenziale simplexed su conduttore V–110–B lunga 20 miglia.

Nota – I coefficienti telegrafici sono racchiusi in circoletti.

La branca estendentesi alle stazioni C e D comprende una sezione in polarenziale impiegante 40 miglia di linea simplexed con filo rame-acciaio, 40 %, 80 mil., coefficiente 6; un doppino di cavo 19 gauge lungo 3 miglia (6 miglia di filo) ad una stazione intermedia C, coefficiente 1; una linea in polarenziale di 20 miglia simplexed di conduttore W–143 alla stazione D, coefficiente 6.

Le lunghezze e le condizioni di funzionamento sono tali che un basso valore di coefficiente è assegnato al circuito di estensione e valori intermedi per le sezioni di linea.

Il coefficiente complessivo per il circuito dalla stazione A alla stazione B, attraverso il punto a 3 diramazioni, è 19,5; dalla stazione A alla stazione D è 20; e dalla stazione B alla stazione D esso è 25,5.

Poichè il coefficiente è più grande di 15 fra qualunque due stazioni, sarà necessario impiegare ripetitori rigenerativi per dividere il circuito in parti. Per ottenere la rigenerazione completa, e ciò affinchè i segnali trasmessi da una qualunque stazione siano rigenerati prima della ricezione alle altre stazioni, sono stati inclusi due ripetitori rigenerativi nello schema rappresentante l'ufficio centrale nel punto a tre diramazioni. Il coefficiente totale per qualunque parte del circuito da qualunque stazione ad un ripetitore rigenerativo sarà adesso minore di 15.

360. Reti di emergenza basate sulla determinazione del margine mediante i fasatori dei telescrittori.

In certi casi sarà necessario usare i circuiti telescriventi su tipi di conduttori e condizioni non conosciuti, o con interferenze, dispersioni. e regolazioni degli amplificatori a valvole anormali; ciò può particolarmente verificarsi quando si debbano utilizzare circuiti più o meno danneggiati.

Quando si rende disponibile una sezione di linea si può in tal caso, avere prontamente una buona idea della sua efficacia mediante la misura, eseguita con il fasatore del telescrittore, del margine in ciascuna estremità.

Con questa conoscenza, può essere presa una decisione circa la possibilità del circuito di fare servizio a sezione singola o in tandem con altre sezioni. La tabella 82 dà i valori che si dovrebbero ottenere affinchè la sezione sia conveniente nei vari casi.

Così, se il margine misurato su ciascuna sezione è di almeno 50, due sezioni possono essere impiegate in tandem: se ciascuna sezione ha un margine di 60, quattro sezioni potrebbero generalmente lavorare in modo soddisfacente. Ciò nell'ipotesi che i punti centrali del margine coincidano entro un intervallo di poche divisioni e che le estensioni ai terminali siano corte.

È desiderabile fare ogni tanto controlli del valore del margine per determinare se vi sono state variazioni sensibili nella qualità della trasmissione.

Numero di sezioni che possono lavorare in tandem	Margine minimo per sezione %
1	35
2	50
3	55
4	60

TABELLA 82

DETERMINAZIONE DELL'EFFICACIA DI UNA RETE TELESCRIVENTE MEDIANTE LA MISURA DEL MARGINE

CAPITOLO 8.

INTERCONNESSIONE TELEGRAFICA

361. Fattori da prendere in esame riguardanti il problema dell'interconnessione telescriventi.

a) *Velocità di modulazione.*

Due telescrittori di provenienza diversa, per poter essere collegati tra di loro, devono funzionare alla stessa velocità di modulazione.

Tutti i modelli europei (Olivetti, Siemens, Creed, Lorenz, Sagem) funzionano con la velocità di modulazione di 50 Baud.

(1 Baud = 1 segnale elementare al secondo).

I modelli americani funzionano con la velocità di modulazione di 45,5 Baud. Possono essere però regolate ad una velocità di 50 Baud.

b) *Durata del segnale di stop.*

La durata del segnale di stop dovrebbe essere uguale per due macchine collegate tra di loro, o almeno dovrebbe essere di valore non troppo diverso.

Tutti i materiali europei di modello recente usano una durata del segnale di stop pari a 1,5 volte quella del segnale elementare, mentre la durata del segnale di stop dei materiali americani è 1,42 volte quella del segnale elementare.

c) *Il codice telegrafico.*

Per poter fare servizio, due telescrittori di provenienza diversa devono usare lo stesso codice telegrafico. Se i codici usati sono diversi ma simili tra di loro, il servizio può essere svolto lo stesso, osservando apposite norme di procedura per quelle combinazioni che sono diverse, o abolendo l'uso di queste combinazioni.

Tutti i materiali europei usano il codice internazionale C.C.I.T. n. 2. Il materiale americano usa lo Standard US. simile, ma non uguale, al codice suddetto.

d) *Numero di caratteri per riga.*

Due telescrittori a pagina di provenienza diversa devono avere un numero uguale di caratteri per riga, altrimenti sulla macchina che presenta un numero di caratteri per riga inferiore, si ha la sovrapposizione degli ultimi caratteri.

Le macchine europee hanno 69 caratteri per riga, la macchina americana TG–7 ha 72 caratteri per riga, regolabili però ad un numero inferiore.

e) *Tipo di esercizio.*

Due telescrittori di provenienza diversa, per poter essere collegati direttamente tra di loro, senza l'aggiunta di apparati ausiliari, debbono avere lo stesso tipo di esercizio. Se ciò non si verifica, è necessario impiegare degli apparati ausiliari (convertitori corrente semplice–corrente doppia).

La telescrivente Olivetti funziona sia in corrente semplice che in corrente doppia.

La telescrivente americana TG–7 e la telescrivente Siemens funzionano solamente in corrente semplice.

La telescrivente inglese Creed funziona solamente in corrente doppia.

f) *Valori delle tensioni e dell'intensità di corrente.*

I relè riceventi dei materiali telescriventi sono costruiti per funzionare con determinate correnti di linea.

Analogamente i dispositivi trasmittenti danno delle correnti e tensioni ben determinate.

Se due telescrittori di provenienza diversa, collegati tra di loro senza l'aggiunta di apparati ausiliari, hanno a tale riguardo delle caratteristiche troppo discoste, il servizio può diventare difficoltoso o impossibile.

In Italia si usano i seguenti valori per la corrente di linea:

corrente semplice: 96 V. 40 mA.
corrente doppia: ± 48 V. 25 mA.

I valori della telescrivente TG–7 invece sono:

corrente semplice: 115 V. 60 mA.

g) *Polarità della corrente.*

I materiali telescriventi di provenienza diversa, per poter essere collegati tra di loro, debbono funzionare con delle correnti di linea che hanno la stessa polarità.

Nell'Europa continentale (Italia compresa) si usa, sia in corrente semplice che in corrente doppia, la polarità positiva per la corrente di riposo.

In Inghilterra si usa invece il negativo di riposo per la corrente doppia (non si usa la corrente semplice).

Negli Stati Uniti invece si usa il negativo di riposo per la corrente semplice e per quella doppia.

h) *Tipo di alimentazione.*

L'alimentazione dalla rete o con gruppi elettrogeni può creare delle difficoltà quando i valori delle tensioni e delle frequenze fornite sono troppo discosti da quelli richiesti.

I materiali italiani funzionano normalmente con tensione di alimentazione di 125 V. 50 Hz.

I materiali americani invece funzionano normalmente con tensione di alimentazione di 115 V. 60 Hz.

i) *Sistema di segnalazione (segnali di chiamata e di fine).*

Quando due telescrittori di provenienza diversa sono collegati attraverso un centralino telegrafico, è nesessario che il sistema di segnalazione sia adatto. Quando i sistemi usati sono diversi, è necessario addivenire alla loro unificazione, eventualmente con l'aggiunta di dispositivi ausiliari.

I tipi di segnalazione usati nell'Europa continentale (Italia compresa) sono quello C.C.I.T. a corrente semplice, e quello C.C.I.T. a corrente doppia.

In America si usa il sistema US a corrente semplice.

In Inghilterra si usa il sistema UK a corrente doppia.

362. Norme NATO per l'interconnessione telescriventi in campo internazionale.

Allo scopo di disciplinare la questione dell'interconnessione, in sede NATO sono state fissate delle norme che stabiliscono per i vari casi che potranno presentarsi le modalità che debbono essere osservate per realizzare l'interconnessione. Tali norme si applicano soltanto nei collegamenti tra FF.AA. diverse e nei collegamenti tra FF.AA. e la rete permanente civile e militare di uno Stato diverso. Non si applicano invece nell'interno delle singole FF. AA., anche se queste sono dislocate al di fuori dello Stato di appartenenza.

Poichè però tali norme sono dovute essenzialmente alle diverse caratteristiche dei materiali telescriventi di provenienza diversa, è naturale che esse, per il caso di FF. AA. che hanno in dotazione materiali di provenienza diversa, come p. es. le FF. AA. italiane, debbano essere applicate in gran parte anche nei collegamenti interni.

Le norme più importanti sono le seguenti:

a) *Velocità di modulazione.*

È fissata in 50 Baud per tutti gli apparati.

b) *Durata del segnale di stop.*

È normalmente di 30 ms. Fa eccezione il materiale americano che alla velocità di 50 Baud fornisce un segnale di stop di 28 ms. Tale piccola differenza non può essere eliminata ma non pregiudica la possibilità di interconnessione. Nelle reti permanenti civili si possono avere delle difficoltà nell'effettuare le misure di controllo.

c) *Codice telegrafico.*

Si stabilisce che le combinazioni che nei due codici usati (Codice Internazionale C.C.I.T. n. 2 e Standart US) non coincidano, non vengano usate, oppure vengano usate con delle norme particolari di procedura.

Le differenze tra i due codici sono indicate nello specchio seguente.

Apparati	Combinazioni coniugate delle lettere:							
	D	F	G	H	V	Z	J	S
Italiani. . . .	chi è	°	%	:	=	+	Campanello	' (apostrofo)
Americani . .	$	!	&	stop	;	"	' (apostrofo)	Bell

Le combinazioni vietate sono quelle coniugate delle lettere D, F, G, H, V e Z.

La chiamata udibile (campanello) dev'essere effettuata con le combinazioni coniugate delle lettere J e S susseguentesi alternativamente.

Per le macchine americane a tastiera a tre file, dove le lettere e le combinazioni coniugate ad esse si trovano sullo stesso tasto, la corrispondenza tra lettere e cifre è facile a rilevare.

Per le macchine Olivetti invece, che usano la tastiera a 4 file, sulla quale le lettere e le combinazioni coniugate ad esse si trovano su tasti diversi, è necessario che il telescriventista conosca i tasti vietati, che sono: (chi è ?), (°), (%), (=), (+). La chiamata udibile viene effettuata premendo alternativamente i tasti campanello e (') (apostrofo).

d) *Numero dei caratteri per riga.*

È fissato a 69 caratteri. Le macchine che permettono la regolazione (p. es. TG-7) debbono essere regolate a tale valore. In caso di impossibilità di regolazione, l'operatore dovrà limitare a 69 il numero delle

battute per riga. Anche i segnalatori di fine riga dei perforatori a mano dovranno essere regolati a 69 caratteri se ciò è possibile.

e) *Valori delle tensioni e delle intensità di corrente e polarità della corrente.*

Ogni utente dovrà adattare il suo materiale alle caratteristiche delle linee PP. TT. dello Stato ospite. I valori della tensione e della intensità di corrente in Italia sono:

corrente semplice: 96 V. 40 mA.
corrente doppia: ± 48 V. 25 mA.

Nell'Europa continentale (Italia compresa) si usa sia per la corrente semplice che per la corrente doppia il positivo di riposo.

f) *Sistema di segnalazione.*

I telescrittori dell'Europa continentale (Italia compresa) debbono essere muniti di tasto « break » (incorporato o no) per poter essere allacciati ad un centralino anglosassone (americano e inglese).

Il tasto break può essere incorporato nella macchina oppure essere separato (p. es. montato sull'alimentatore come si verifica per la stazione campale Olivetti o montato sul teleinseritore).

I centralini telegrafici che usano il sistema di segnalazione C.C.I.T. debbono avere dei terminali d'utente modificati per poter essere connessi ad un centralino anglosassone. Le macchine per l'operatore del centralino C.C.I.T. debbono essere munite in questo caso di tasto break. Quando la modifica del terminale d'utente non è realizzabile, occorre munire il centralino C.C.I.T. di un convertitore di segnalazione.

363. Caratteristiche tecniche riguardanti il problema dell'interconnessione, dei materiali telescriventi in dotazione allo Esercito italiano.

a) *Telescrittore Olivetti T2-CN (T2-CN/F):*

— velocità di modulazione: 50 Baud;
— durata del segnale di stop: 1,5 volte il segnale elementare (30 ms.);
— codice: quello internazionale C.C.I.T. n. 2;
— numero dei caratteri per riga: 69 in trasmissione fino a 72 in ricezione;
— tipo di esercizio: corrente semplice; oppure: corrente doppia;
— corrente di linea: corrente semplice: 96 V. 40 mA; corrente doppia: ± 48 V. 25 mA;
— polarità della corrente: corrente semplice: positivo di riposo; corrente doppia: positivo di riposo;
— tipo di alimentazione in c. a.: 125 V. 50 Hz.

Nota – L'alimentatore campale T2-AL/F funziona con la segnalazione C.C.I.T. È munito però anche del tasto break e di un dispositivo d'inversione della polarità della corrente, per poter funzionare col sistema di segnalazione anglosassone.

b) *Telescrittore americano TG-7:*

— velocità di modulazione: 45,5 Baud (normale) oppure 50 Baud;
— durata del segnale di stop: 1,42 volte il segnale elementare (corrispondente a 28 ms. a 50 Baud);
— codice: quello Standart US;
— numero di caratteri per riga: 72 normale regolabile ad un valore inferiore;
— tipo di esercizio: solamente in corrente semplice;
— corrente di linea: 115 V. 60 mA;
— polarità della corrente: negativo di riposo;
— tipo di alimentazione in c. a.: 115 V. 60 Hz.

Nota – Il telescrittore TG-7 è munito di tasto break. Può funzionare soltanto col sistema di segnalazione US.

c) *Centralino italiano Natali 15 EA:*

— sistema di segnalazione: C.C.I.T. (europeo) – US (americano) – UK (inglese);
— tipo di esercizio: in corrente semplice e corrente doppia;
— corrente di linea: corrente semplice – 96 V. 40 mA. — corrente doppia – ± 48 V. 25 mA;
— polarità della corrente: corrente semplice: positivo o negativo di riposo — corrente doppia: positivo o negativo di riposo;
— alimentazione: 100–270 V. 42–50Hz.

Nota – Il centralino Natali 15 EA permette l'allacciamento di tutti i tipi di telescrittori e può essere interconnesso a tutti i tipi di centralini.

d) *Centralino americano BD-100 (parte della centrale TC-3):*

— sistema di segnalazione: quello US (a corrente semplice);
— tipo di esercizio: solamente in corrente semplice;
— corrente di linea: 115 V. 60 mA;
— polarità della corrente: negativo di riposo;
— alimentazione in c. a.: 115 V. 60 Hz.

e) *Centralino inglese MK-II:*

— sistema di segnalazione: quello UK (a corrente doppia);
— tipo di esercizio: solamente a corrente doppia;
— corrente di linea: ± 80 V. 25 mA;
— polarità della corrente: negativo di riposo;
— alimentazione: ± 80 V. c. c.;
— tensione dei servizi: 24 V. c. c.

Nota – I centralini inglesi MK–II distribuiti ai reparti italiani sono stati tutti modificati in modo da adattarli al materiale italiano. In particolare si è invertita la polarità della corrente, in modo da funzionare col positivo di riposo.

f) *Ripetitore americano TG–30 (parte del complesso TG–18)*:
— tipo di esercizio: lato telescrittore: corrente semplice; lato linea: corrente doppia.
— corrente di linea: lato telescrittore: 115 V. 30–60 mA; lato linea: ± 75 V. 10–30 mA;
— polarità della corrente: lato telescrittore: negativo di riposo; lato linea: negativo di riposo;
— tipo di alimentazione: 95–125 V. 50–60 Hz oppure 190–250 V. 50–60 Hz oppure 115 V. c. c.

Nota – Il ripetitore, per poter essere impiegato in Italia, deve essere modificato in modo da funzionare col positivo di riposo.

364. Possibilità di interconnessione tra i telescrittori attualmente in uso nelle varie nazioni.

	Olivetti T-CN e T-ZN	Olivetti T2-CN 2 T2-ZN	Siemens T37 e T68 Lorenz 10-15 (Y)	Teletype TG-7B e TG-28; Kleinschmidt TT4/TG (Z)	Creed 7B (X)	Creed 7C (X)	Sagem
Olivetti T-CN e T-ZN	SD	SD EV	S-A EV	S-A EV-I	SD EV	SD	SD EV
Olivetti T2-CN e T2-ZN	SD EV	SD	S-A	S-A I	SD	SD EV	SD
Siemens T37 e T68 Lorenz 10-15 (Y)	S-A EV	S-A	S-2A	S-2A I	S-A	S-A EV	S-A
Teletype TG-7B e TG-28 Kleinschmidt TT4/TG (Z)	S-A EV-I	S-A I	S-2A I	S-2A	S-A I	S-A EV-I	S-A I
Creed 7B (X)	SD EV	SD	S-A	S-A I	SD	SD E	SD
Creed 7C (X)	SD	SD EV	S-A EV	S-A EV-I	SD EV	SD	SD EV
Sagem	SD EV	SD	S-A	S-A I	SD	SD EV	SD

POSSIBILITÀ DI INTERCONNESSIONE:

S = Solamente in corrente semplice.
SD = In corrente semplice e doppia.
A = In doppia corrente occorre un adattatore.
2A = In doppia corrente occorrono due adattatori.

RACCOMANDAZIONI:

EV = Evitare questo tipo di interconnessione pur essendo esso possibile. Segnale di stop uguale all'unità.
I = Occorre sbloccare il dispositivo di bloccaggio dell'inversione cifre-lettere con la barra di spazio.
(X) = Attenzione alla polarità di riposo utilizzata in caso di collegamento inglese o americano.
(Y) = Gli apparati tedeschi non sono muniti di stop automatico ma possono essere equipaggiati con esso.
(Z) = Il motore si arresta col segnale H cifre. Attenzione alla velocità di modulazione degli apparati U.S.A. Regolare il numero dei caratteri per linea a 69 (apparati U.S.A.).

TABELLA 83 - POSSIBILITÀ DI INTERCONNESSIONE TRA TELESCRITTORI

365. Esempi di realizzazione pratica di alcuni tipi di interconnessione.

a) *Premessa.*

Negli esempi riportati vengono omesse le norme di carattere generale che devono essere osservate in caso di interconnessione tra telescrittori di provenienza diversa.

Tali norme riguardano:

— la velocità di modulazione dei telescrittori;
— il codice telegrafico;
— il numero dei caratteri per riga.

Nota – Le Stazioni Terminali dei Circuiti di Stato funzionano verso la linea d'utente, in corrente doppia a 4 fili.

b) Interconnessione tra:

Telescrittore TG–7 ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta in corrente *semplice.*

Lato Olivetti: Inserzione normale in corrente semplice. Se l'alimentazione di linea è data dalla TG–7, verificare la polarità della corrente di linea sul relè di ricezione.

Lato TG–7: Inserzione normale in corrente semplice.

Nota – L'alimentazione è data da uno solo dei due utenti.

c) Interconnessione tra:

Telescrivente TG–7 ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta in corrente *doppia.*

Lato Olivetti: Inserzione normale in corrente doppia (tramite l'alimentatore T2–AL o T2–A/F).

Lato TG–7: Inserzione sulla linea tramite un ripetitore TG–30 (modificato in modo da dare il positivo di riposo).

d) Interconnessione tra:

Telescrittore Olivetti ——— *Stazione Terminale di un Circuito di Stato.*

Inserzione normale a corrente doppia (tramite l'alimentatore T2–AL o T2–AL/F).

e) Interconnessione tra:

Telescrittore TG–7 ——— *Stazione Terminale di un Circuito di Stato.*

Inserzione tramite un ripetitore TG–30 (modificato in modo da dare il positivo di riposo).

f) Interconnessione tra:

Centralino Natali 15 EA ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato telescrittore: Inserzione sulla linea tramite:

— alimentatore T2–AL (senza alimentazione di linea): sistema C.C.I.T. a corrente semplice;
— alimentatore T2–AL/F (senza alimentazione di linea): sistema C.C.I.T. a corrente semplice oppure: sistema US a corrente semplice;
— teleinseritore Natali: sistema C.C.I.T. a corrente semplice;
— tasto break aggiuntivo: sistema US a corrente semplice.

Lato centralino: Se il telescrittore è munito di teleinseritore Natali o alimentatore T2–AL: inserzione con sistema C.C.I.T. a corrente semplice.

Se il telescrittore non ha nessun teleinseritore, ne alimentatore, ma è munito di tasto « break » aggiuntivo: inserzione con sistema US a corrente semplice.

Se il telescrittore è munito di alimentatore T2–AL/F: inserzione con sistema C.C.I.T. a corrente semplice oppure: inserzione con sistema US a corrente semplice.

g) Interconnessione tra:

Centralino Natali 15 EA ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *doppia.*

Lato telescrittore: Inserzione sulla linea tramite:

— alimentatore T2–AL: con sistema C.C.I.T. a corrente doppia;
— alimentatore T2–AL/F: con sistema C.C.I.T. a corrente doppia oppure: con sistema UK a corrente doppia.

Lato centralino: se il telescrittore è munito di alimentatore T2–AL: inserzione con sistema C.C.I.T. a corrente doppia.

Se il telescrittore è munito di alimentatore T2–AL/F: inserzione con sistema C.C.I.T. a corrente doppia oppure: inserzione con sistema UK a corrente doppia.

h) Interconnessione tra:

Centralino Natali 15 EA ——— *Telescrittore TG–7*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato telescrittore: inserzione sistema US a corrente semplice (con break).

Lato centralino: inserzione sistema US a corrente semplice.

i) Interconnessione tra:

Centralino Natali 15 EA ——— *Telescrittore TG–7*

su linea diretta a corrente *doppia*.

Lato telescrittore: inserzione tramite ripetitore TG–30 (modificato o no) che funziona verso il centralino con sistema UK a corrente doppia.
Lato centralino: inserzione con sistema UK a corrente doppia.

Nota – Se l'utente ha il ripetitore TG–30 modificato, predisporre il centralino per il funzionamento con positivo di riposo. Altrimenti predisporlo per il funzionamento con negativo di riposo.

k) Interconnessione tra:

Centralino Natali 15 EA ——— *Stazione Terminale di un Circuito di Stato.*

Inserzione del centralino sul circuito di Stato:

— col sistema C.C.I.T. a corrente doppia, se l'altro utente funziona con tale sistema;

— col sistema UK a corrente doppia, se l'altro utente funziona con tale sistema.

l) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *semplice*.

Lato telescrittore: inserzione col sistema US a corrente semplice tramite:

— alimentatore T2–AL/F (senza alimentazione di linea) oppure: tasto break aggiuntivo.

Lato centralino: inserzione normale sistema US a corrente semplice.

m) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *doppia*.

Lato telescrittore: inserzione col sistema UK a corrente doppia, tramite:

— alimentatore T2–AL/F: oppure: tasto break aggiuntivo.

Lato centralino: inserzione col sistema UK a corrente doppia tramite ripetitore TG–30 modificato (con positivo di riposo).

Nota – Il tasto break aggiuntivo in questo caso non può essere un semplice interruttore come nel caso della corrente semplice, ma dev'essere un invertitore di polarità.

n) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ———— *Telescrittore TG–7*

su linea diretta a corrente *semplice*.

Lato telescrittore: inserzione normale con sistema US a corrente semplice.

Lato centralino: inserzione normale con sistema US a corrente semplice.

o) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ———— *Stazione Terminale di un Circuito di Stato.*

Inserzione del centralino sul circuito di Stato tramite un ripetitore TG–30 modificato (con positivo di riposo).

p) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ———— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *semplice*.

Lato telescrittore: Inserzione con sistema US a corrente semplice tramite:

— alimentatore T2–AL/F; oppure: tasto break.

Lato centralino: inserzione con sistema US a corrente semplice tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino è modificato;

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino non è modificato.

q) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Telescrittore Olivetti*

su linea diretta a corrente *doppia*.

Lato telescrittore: inserzione con sistema UK a corrente doppia tramite l'alimentatore T2–AL/F.
Lato centralino: inserzione diretta con sistema UK a corrente doppia.

Nota – In questo caso il centralino MK–II può essere modificato o no, dato che l'alimentatore T2–AL/F dell'utente può funzionare sia col positivo, che col negativo di riposo.

r) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Telescrittore TG–7*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato telescrittore: inserzione normale con sistema US a corrente semplice.

Lato centralino: inserzione col sistema US a corrente semplice tramite il ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino è modificato;

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino non è modificato.

s) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Telescrittore TG–7*

su linea diretta a corrente *doppia.*

Lato telescrittore: inserzione con sistema UK a corrente doppia tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino è modificato;

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino non è modificato.

Lato centralino: inserzione normale con sistema UK a corrente doppia.

t) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Stazione Terminale di un circuito di Stato.*

Inserzione diretta sul circuito di Stato con sistema UK a corrente doppia. L'altro utente del circuito di stato dev'essere inserito con lo stesso sistema.

Nota – In questo caso il centralino MK–II dev'essere sempre modificato (con positivo di riposo).

u) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Centralino BD–100*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato centralino MK–II: inserzione con sistema US a corrente semplice tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino è modificato;

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino non è modificato.

Lato centralino BD–100: Inserzione normale con sistema US a corrente semplice.

v) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Centralino BD–100*

su linea diretta a corrente *doppia.*

Lato centralino MK–II: inserzione normale con sistema UK a corrente doppia.

Lato centralino BD–100: inserzione con sistema UK a corrente doppia tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino MK–II è modificato.

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino MK–II non è modificato.

w) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Centralino Natali 15 EA*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato centralino MK–II: inserzione con sistema US a corrente semplice tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo) se anche il centralino è modificato;

— non modificato (con negativo di riposo) se anche il centralino non è modificato.

Lato centralino Natali 15 EA: inserzione diretta con sistema US a corrente semplice.

x) Interconnessione tra:

Centralino MK–II ——— *Centralino Natali 15 EA*

su linea diretta a corrente *doppia.*

Lato centralino MK–II: inserzione normale con sistema UK a corrente doppia.

Lato centralino Natali 15 EA: inserzione diretta con sistema UK a corrente doppia:

— con positivo di riposo se il centralino MK–II è modificato;

— con negativo di riposo se il centralino MK–II non è modificato.

y) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ——— *Centralino Natali 15 EA.*

su linea diretta a corrente *semplice.*

Lato centralino BD–100: inserzione diretta con sistema US a corrente semplice.

Lato centralino Natali 15 EA: inserzione diretta con sistema US a corrente semplice.

z) Interconnessione tra:

Centralino BD–100 ——— Centralino Natali 15 EA

su linea diretta a corrente *doppia*.

Lato centralino BD–100: inserzione con sistema UK a corrente doppia tramite ripetitore TG–30:

— modificato (con positivo di riposo; oppure:
— non modificato (con negativo di riposo).

Lato centralino Natali 15 EA: inserzione diretta con sistema UK a corrente doppia:

— con positivo di riposo, se il ripetitore del centralino BD–100 è modificato; oppure:
— con negativo di riposo, se il ripetitore del centralino BD–100 non è modificato.

366. Esempi di allacciamento della telescrivente dell'operatore al centralino.

a) *Telescrittore Olivetti al Centralino Natali 15 EA.*

Allacciamento diretto con spina Octal regolamentare.

Gli utenti con segnalazione C.C.I.T. vengono chiamati dal centralinista inserendo semplicemente la spina del proprio bicordo nello jack dell'utente.

Gli utenti con segnalazione US/UK vengono chiamati dal centralinista inserendo la spina del proprio bicordo nello jack dell'utente e manovrando il tasto breack (chiamato: tasto di sblocco) che si trova sul centralino.

b) *Telescrittore Olivetti al Centralino BD–100.*

Caso da evitare.

In caso di assoluta necessità occorre adattare la spina Octal della telescrivente Olivetti agli jack dell'operatore del Centralino BD–100 (fare attenzione alla polarità per il relè ricevente della macchina Olivetti).

c) *Telescrittore Olivetti al Centralino MK–II.*

Il centralino MK–II dev'essere del tipo modificato, in modo da funzionare col positivo di riposo. Il centralino inoltre dev'essere munito di presa Octal per la spina Octal della macchina Olivetti.

d) *Telescrittore TG–7 al Centralino Natali 15 EA.*

Caso da evitare.

In caso di assoluta necessità occorre adattare gli attacchi della telescrivente TG–7 alla presa Octal del centralino Natali.

e) *Telescrittore TG–7 al Centralino BD–100.*

Allacciamento diretto senza alcuna modifica, a mezzo dei due jack del telescrittore.

f) *Telescrittore TG–7 al Centralino MK–II.*

Caso da evitare.

In caso di assoluta necessità allacciamento tramite ripetitore TG–30 modificato (con positivo di riposo).

Il centralino dev'essere del tipo modificato (con positivo di riposo) e deve avere due morsetti per l'allacciamento dei fili uscenti dal ripetitore TG–30.

Se mancano tali morsetti, il ripetitore può essere allacciato al centralino su uno dei terminali di utente, terminale che in questo caso funziona da presa per l'operatore.

367. Il Telex.

a) *Generalità.*

Per Telex s'intende una rete telegrafica telescrivente per utenti privati. Scopo essenziale del Telex è quello di far beneficiare i privati di alcuni vantaggi che presentano i collegamenti telescriventi nei confronti dei collegamenti telefonici, senza peraltro pretendere di sostituirsi a questi ultimi, che rimangono sempre il più efficace mezzo di comunicazione tra gli uomini.

Le possibilità particolari dei collegamenti telescriventi sono essenzialmente le seguenti:

— documentazione scritta dei messaggi;
— maggiore portata dovuta alla possibilità di rigenerazione dei segnali telegrafici;
— minor costo delle linee, a parità di altre condizioni, per il fatto che i canali telegrafici occupano una banda di frequenza molto piccola;
— facilità di sfruttare per il servizio le ore notturne potendo il telescrivente ricevente funzionare in assenza di personale;
— maggiore rendimento nella trasmissione di testi scritti, specialmente se composti da molti numeri e nomi;
— ulteriore incremento del rendimento di trasmissione, e quindi ulteriore riduzione dei costi, coll'impiego della trasmissione automatica a zona perforata;
— facilità di cifrare i messaggi;
— facilità di ritrasmissione dei messaggi;
— maggiore rapidità nel perfezionamento dei collegamenti attraverso le centrali dato che la risposta del telescrittore chiamato, anche in assenza del personale è immediata.

b) *I vari sistemi Telex.*

Un sistema Telex può essere realizzato o sfruttando la rete telefonica a commutazione manuale o automatica preesistente oppure creando un'apposita rete esclusivamente telegrafica, la quale naturalmente può essere sovrapposta a quella telefonica.

Nel primo caso però si deve rinunciare a molti pregi che sono intrinsechi alle reti telegrafiche, ossia:

— alle grandi portate;
— alla riduzione dei costi delle linee;
— al servizio notturno in assenza del personale presso la stazione ricevente;
— alla rapidità di perfezionamento dei collegamenti attraverso le centrali.

Nel secondo caso il sistema Telex può assumere aspetti diversi a seconda del modo col quale viene realizzata la commutazione.

Si ha così:

— la commutazione manuale;
— la commutazione automatica che per la selezione fa uso del disco combinatore;
— la selezione automatica che per la selezione fa uso della tastiera della stessa telescrivente.

Quest'ultimo sistema può impiegare per la selezione:

— le sole cifre da 0 a 9;
— le cifre da 0 a 9 e le lettere dell'alfabeto.

c) *Caratteristiche particolari dei vari sistemi Telex.*

1) *Sistema Telex su rete telefonica a commutazione manuale o automatica.*

Questo sistema è il primo che è stato realizzato. Con esso il servizio in telescrivente viene svolto sui normali canali telefonici coll'ausilio di apparecchiature monofoniche. Ogni utente Telex deve essere un abbonato della rete telefonica. Dovrà avere oltre all'apparato telefonico:

— un telescrittore, completo di eventuali accessori (alimentatore, apparati per il servizio automatico a zona perforata, ecc.);
— un'apparecchiatura monofonica;
— un commutatore per passare dal servizio telefonico a quello telescrivente.

Per effettuare il servizio telescrivente l'utente deve perfezionare il collegamento col suo corrispondente desiderato attraverso la normale procedura telefonica a commutazione manuale o automatica. Una volta collegati tra di loro, i due utenti di comune accordo passano contemporaneamente sul servizio telegrafico, azionando i rispettivi commutatori. È ovvio che il sistema in questione raggiunge soltanto una parte degli scopi che si vogliono ottenere col servizio Telex per cui oggi non viene più impiegato o è in via di sostituzione con altro sistema più efficace.

2) *Sistema Telex su rete telegrafica a commutazione manuale.*

Questo sistema costituisce il secondo passo nella realizzazione del servizio Telex moderno. Esso funziona esclusivamente su canali telegrafici. Tali canali telegrafici funzionano a corrente continua tra utenti e centrali, possono funzionare a corrente continua o a frequenze portanti tra le singole centrali o tra centrali e gruppi di utenti lontani. Le centrali sono del tipo telegrafico a commutazione manuale. Gli utenti sono allacciati direttamente alle centrali telegrafiche senza l'aggiunta di apparecchiature monofoniche o apparati telefonici. Non occorre che l'utente Telex sia anche un abbonato alla rete telefonica.

Il perfezionamento del collegamento avviene attraverso la procedura telegrafica a commutazione manuale (segnalazione C.C.I.T., ecc.). L'utente premendo il tasto di chiamata, si mette direttamente in collegamento con la centrale e comunica telegraficamente il numero o il nominativo dell'utente desiderato. La centrale chiama l'utente desiderato e lo collega coll'utente chiamante. La rottura del collegamento avviene sempre manualmente in seguito all'azionamento del tasto di fine da parte di uno dei due utenti.

Il sistema descritto, pur rappresentando un notevole progresso rispetto a quello precedente, ha la precarietà della commutazione manuale notoriamente lenta e fastidiosa. Era impiegato in molte nazioni dell'Europa centrale e settentrionale fino a qualche anno fa ed è stato sostituito progressivamente da sistemi a commutazione automatica. Attualmente il sistema a commutazione manuale è usato ancora per i collegamenti Telex internazionali.

3) *Sistema Telex su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a disco combinatore.*

È uno dei sistemi attualmente in uso ed è quello che presenta la diffusione maggiore. È identico al sistema precedente con la differenza che le centrali telegrafiche anzichè a commutazione manuale sono a commutazione automatica.

L'utente chiamante si collega con la centrale automatica azionando il tasto di chiamata. La centrale, non appena chiamata, invia all'utente un apposito segnale visivo di « invito alla selezione ». dopodichè l'utente chiamante forma direttamente col suo disco combinatore il numero dell'utente desiderato. Una volta collegati, ognuno dei due utenti, all'inizio o alla fine del collegamento può accertarsi dell'identità del corrispondente premendo apposito tasto « chi è? » che mette

in moto il dispositivo per la trasmissione automatica del nominativo del corrispondente.

Il sistema, per essere commerciale, naturalmente dev'essere integrato da dispositivi automatici per la determinazione dei costi dei singoli messaggi (contatori di tempo, tariffografi, ecc.).

In Germania, dove il sistema è molto diffuso, la rete copre tutto il territorio nazionale. In considerazione del notevole numero di centrali che sono necessarie per realizzare la rete completa, queste sono suddivise in due categorie:

— centrali principali o nodali, collegate tra di loro a maglia completa (ogni centrale è collegata direttamente, con uno o più canali, a tutte le altre);

— centrali secondarie o locali, collegate direttamente ad una delle centrali nodali senza essere collegate tra di loro (rete a stella).

Ne risulta che il numero di chiamata per un determinato abbonato è composto da:

— una cifra (0) che caratterizza il traffico interurbano;
— una cifra (da 0 a 9) che caratterizza la centrale nodale;
— una cifra (da 0 a 9) che caratterizza la centrale locale;
— due o più cifre (da 0 a 9) che caratterizzano l'abbonato stesso.

Per la chiamata tra utenti della stessa centrale locale le prime tre cifre sono omesse (traffico locale).

Gli utenti, come già detto, sono allacciati alla propria centrale attraverso una linea telegrafica a corrente continua che può essere a corrente semplice a due fili (caso normale) oppure a corrente doppia a quattro fili (per distanze maggiori). Nel primo caso l'alimentazione di linea è data dalla centrale; l'utente non ha bisogno di alimentatore ma è sufficiente che disponga della corrente della rete per il motore della telescrivente. Nel secondo caso l'utente dev'essere munito di alimentatore proprio.

Le centrali telegrafiche automatiche impiegate sono del tipo Siemens TW-39 e sono simili a quelle telefoniche passo-passo con preselettori, selettori di gruppo, selettori di linea, ecc.

4) *Sistema Telex su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a tastiera, impiegante per la selezione le sole cifre.*

È un sistema simile al precedente con la differenza che la selezione, anzichè con il disco combinatore, viene eseguita con la tastiera della telescrivente. Il sistema usa quindi sia per la trasmissione dei messaggi, che per la selezione, esclusivamente delle combinazioni del codice a 5 unità. A differenza degli impulsi di selezione generati col disco combinatore, che fanno funzionare dei normali selettori del tipo usato in telefonia, gli impulsi di selezione generati dalla tastiera richiedono nelle centrali la presenza di dispositivi simili a quelli riceventi di una telescrivente, cioè atti a selezionare i segnali del sistema start-stop con codice a 5 unità. Le centrali automatiche di questo sistema sono quindi di concezione alquanto diversa da quelle telefoniche.

Il sistema, mentre da una parte dà alcuni vantaggi notevoli come p. es.:

— la possibilità di registrare i segnali di selezione sia sui fogli delle telescriventi degli utenti, sia su zone perforate, ecc.;

— la possibilità di rigenerare i segnali di selezione nei ripetitori rigenerativi telegrafici;

— la possibilità di trasmettere i segnali di selezione attraverso canali telegrafici concepiti per la sola trasmissione di segnali telescriventi (p. es. i collegamenti TOM-TOR via Radio),

presenta peraltro alcuni inconvenienti di minor importanza, come p. es.:

— la maggiore complessità degli organi per la ricezione dei segnali di selezione nelle centrali;

— la probabile maggiore sensibilità degli impulsi si segnalazione ai disturbi ed alle distorsioni;

— il pericolo che una eventuale sregolazione della telescrivente chiamante possa provocare la chiamata di un utente diverso da quello desiderato.

Per tutto il resto il funzionamento del sistema è simile a quello che fa uso del disco combinatore.

5) *Sistema Telex su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a tastiera, impiegante per la selezione cifre e lettere.*

È un sistema uguale al precedente con la differenza che usa per la selezione, oltre alle cifre da 0 a 9 anche le lettere dell'alfabeto. Con tale accorgimento si ha tra l'altro la possibilità:

— di assegnare agli utenti dei nominativi di chiamata composti di lettere e cifre che notoriamente possono essere ricordati più facilmente, specialmente se le lettere fanno riferimento alla città o alla provincia nella quale si trova la centrale relativa;

— di aumentare, a parità di lunghezza del nominativo, il numero degli abbonati, essendo il numero delle lettere maggiore a quello delle cifre.

Il sistema può creare qualche complicazione qualora si volesse, come del resto si prevede, realizzare l'interconnessione automatica con paesi che usano la selezione a disco combinatore.

d) *Il Telex nel mondo.*

1) *Inghilterra.*

— fino a poco tempo fa: Telex su rete telefonica con apparecchiature monofoniche.

— attualmente: Telex su rete telegrafica a commutazione manuale.

Si può supporre che la rete in avvenire sarà automatizzata, per il fatto che esiste già adesso un sistema per i servizi pubblici. che funziona su rete telegrafica automatica con selezione a disco combinatore.

2) *Francia.*

Telex su rete telegrafica a commutazione manuale.
In esperimento una centrale automatica con selezione a tastiera a sole cifre.

3) *Germania, Danimarca, Norvegia, Finlandia, Belgio, Lussemburgo, Svizzera, Austria, Cecoslovacchia, Ungheria, Jugoslavia.*

Telex su rete telegrafica a commutazione in parte manuale, in parte automatica, con selezione a disco combinatore.
In tutti questi Paesi le centrali manuali vengono man mano costituite da centrali automatiche.

4) *Svezia.*

Telex su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a disco combinatore. Questo sistema è simile a quello usato nell'Europa centro–settentrionale. I selettori anzichè del tipo passo–passo, sono del tipo Ericson a registro.

5) *Olanda.*

Telex su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a tastiera a sole cifre.

6) *U.S.A.*

— Rete Telex ITT a commutazione manuale. Questa rete per ora non può essere interconnessa con le reti europee a causa delle sue caratteristiche particolari (alfabeto, velocità di modulazione, ecc. diversi dai standard europei).

— Rete Telex RCA a commutazione manuale, la quale, tramite delle teste internazionali può essere inteconnessa alle reti Telex europee per via Radio (TOM–TOR).

e) *Il Telex in Italia.*

Il sistema Telex italiano, che è in via di allestimento, funzionerà su rete telegrafica a commutazione automatica con selezione a tastiera, impiegando per la selezione le cifre e le lettere.

Oltre alla rete Telex, ossia alla rete degli utenti privati, sono previste altre due reti telegrafiche automatiche:

— la rete « Publitelex » per il servizio pubblico;

— la rete « Telestato » tra enti statali.

Le centrali per la rete Telex, di cui è prevista l'installazione nei prossimi anni, sono le seguenti:

Teste internazionali Telex:

Roma:	500 utenti
Milano:	500 utenti

Centrali Telex:

Torino:	200 utenti
Venezia:	200 utenti
Genova:	200 utenti
Bologna:	200 utenti
Firenze:	200 utenti
Napoli:	200 utenti
Bari:	200 utenti
Palermo:	200 utenti

Alle centrali saranno assegnati dei nominativi composti da due lettere corrispondenti alle targhe automobilistiche (fa eccezione Roma che ha come nominativo RM).

Al gruppo di due lettere farà seguito il numero composto da 3 cifre di ogni utente (p. es. RM021, MI023, TO051, ecc.).

Trattandosi di un sistema automatico con selezione a tastiera, tutte le segnalazioni possono essere registrate a stampa o su zona perforata dalle macchine degli utenti, senza particolari accorgimenti.

Gli utenti sono allacciati alle centrali con linee a 4 fili in corrente doppia. Ogni utente è munito di teleinseritore–alimentatore.

Per chiamare la centrale, l'utente (p. es. RM021) aziona il tasto di chiamata del suo teleinseritore, dopodichè la centrale che funziona col sistema di segnalazione C.C.I.T. a doppia corrente, provoca la messa in moto della telescrivente.

L'utente forma ora direttamente sulla sua telescrivente il nominativo richiesto p. es. MI023) facendo precedere MI dal segno « lettere » e 023 dal segno « cifre ».

Non appena formato il nominativo richiesto, la centrale alla quale è allacciato l'utente chiamante, va a ricercare la linea relativa alla cen-

trale chiamata (Milano) individuata dalle due lettere (MI) di selezione interurbana. Una volta collegata con l'altra centrale, la centrale chiamante invia il nominativo MI023 richiesto.

La centrale chiamata (MI), dopo aver inserito l'utente chiamato (MI023), invia a tutt'e due gli utenti:

— il nominativo dell'utente chiamato (MI023);

— il nominativo dell'utente chiamante (RM021);

— la data e l'ora d'inizio del collegamento

(p. es. 12 data 15 ora 32 min. 20) sec.

A questo punto l'utente chiamante può accertarsi, qualora lo ritenesse necessario, dell'identità del corrispondente, azionando il tasto « chi è ».

Alla fine del collegamento uno dei due utenti preme il tasto « fine » che provoca da parte della centrale chiamate (RM):

— l'invio a tutt'e due gli utenti della segnalazione di fine (FIN) e della data e ora di fine (FIN 12 data 15 ora 35 min. 40) sec.

— l'arresto dei motori di tutt'e due le telescriventi.

Ecco come si presenta, sul foglio della telescrivente dell'utente chiamante (RM021), un completo messaggio Telex con la segnalazione di inizio, il messaggio e la segnalazione di fine:

MI023 MI023 RM021 12 15 32 20 Segnalazione d'inizio
CONFERMIAMO ORDINATIVO . . . .Messaggio Tele
FIN 12 15 35 40 Segnalazione di fine

Ogni utente ha quindi la possibilità di controllare tutte le sue comunicazioni anche nei riguardi dell'ora di inizio e di fine.

Naturalmente il sistema Telex Italiano è integrato da apparecchiature per la contabilizzazione automatica del traffico (tariffografi, contatori di tempo, macchine calcolatrici a zona perforata, ecc.), e da dispositivi atti a segnalare all'utente che la linea richiesta è occupata o interrotta.

APPENDIDE

GLOSSARIO TELEGRAFICO

A

Alfabeto telegrafico — vedi: codice telegrafico.

alimentatore — apparecchio che converte la corrente alternata della rete in quella continua che sarà modulata poi dalla telescrivente. È costituito generalmente da raddrizzatori a secco e comprende filtri livellatori e strumenti di regolazione e misura.

apparecchio aritmico — apparecchio telegrafico che funziona con impulsi riuniti per ciascun segnale in gruppi caratteristici, preceduti da un impulso di partenza (tart) e seguiti da un impulso di arresto (stop). I gruppi caratteristici possono susseguirsi senza alcun vincolo di ritmo.

apparecchio ritmico — apparecchio telegrafico che funziona con impulsi che si susseguono senza interruzione (p. es.: apparecchi Baudot e Hughes).

arresto — vedi: stop.

arresto automatico — leggera leva collegata a un trasmettitore automatico, che quando viene alzata dalla striscia di zona perforata, arresta il trasmettitore interrompendo la corrente di alimentazione.

attenuazione — diminuzione di valore che una potenza, tensione o corrente subisce nell'attraversare una linea oppure una apparecchiatura. L'unità di misura è il Bel; più usato il decibel, che ne è la decima parte (vedi anche Neper).

B

Baud — vedi: velocità di modulazione.

Baudot, sistema telegrafico — sistema telegrafico multiplex che usa il codice a 5 unità. Il sistema è ancora impiegato in alcuni Stati europei.

Bel — misura dell'attenuazione espressa per mezzo della relazione fra la quantità immessa e quella ricavata. Tale relazione è espressa dal logaritmo del rapporto fra i due valori. L'unità di misura è il Bel, di cui il decibel è la decima parte. È usato anche il Neper che corrisponde a 0,86 Bel.

Bicoppia DM — Abbreviazione di Bicoppia Dieselhorst-Martin.

C

Cablaggio — insieme dei conduttori elettrici di un apparecchio.

Canale telegrafico — via di comunicazione telegrafica ottenuta con la modulazione di una corrente alternata portata dallo stesso collegamento utilizzato per altre correnti alternate aventi frequenza diversa.

cavo a stella — cavo che contenga bicoppie, ciascuna delle quali è formata cordando insieme sul medesimo asse quattro conduttori isolati.

C.C.I.T. — Comitato Consultativo. Internaz. Telegrafico.

centralino telegrafico — il mezzo che consente l'interconnessione fra i circuiti telegrafici che terminano su di esso. Il centralino consente anche ad ogni stazione ad esso collegata di diffondere e cioè di inviare comunicazioni circolari ad un determinato numero di stazioni (collegare al centralino).

centro telegrafico — stazione telegrafica munita di più telescriventi ed alla quale fanno capo più linee.

ciclo/sec — vedi: Hertz (Hz).

ciclo-punto/sec (*dot-cycle/sec*) — unità di misura per la velocità di modulazione usata dagli americani. 1 ciclo-punto/sec = = 2 Baud.

circuito ad una via — vedi: circuito a 2 fili.

circuito a due vie — vedi: circuito a 4 fili.

circuito a 2 fili — circuito nel quale si ha una sola via di comunicazione usata alternativamente in un senso e nell'altro senso.

circuito a 4 fili — circuito nel quale si ha una via di comunicazione per un senso e un'altra via di comunicazione indipendente nell'altro senso.

circuito «composited» — tipo di circuito impiegato dagli americani che funziona col principio della telegrafia infracustica.

codice a 5 unità — codice che si ottiene disponendo variamente, in gruppi di 5, due elementi diversi. Le «voci» del codice sono 2^5 cioè 32. È il codice usato dalla telescrivente ove, per i due elementi diversi del codice, vengono usati, a seconda dei casi, impulsi positivi e negativi, oppure impulsi di presenza e di assenza di cor-

rente (vedi anche: codice telegrafico).

codice bivalente — codici che usano per la realizzazione delle combinazioni due tipi di segnali elementari (p. es.: corrente–non corrente, corrente positiva–corrente negativa, ecc.).

codice Morse — codice telegrafio in cui i caratteri sono formati con le combinazioni di due segnali di differente durata, conosciuti come punto e linea. Il punto è il segnale unitario elementare. La linea è lunga tre volte il punto. Questi segnali sono spaziati di un intervallo lungo quanto il punto. L'intervallo tra due lettere è uguale a 3 punti. L'intervallo tra due parole è uguale a 5 punti. I punti e le linee sono trasmessi allo stesso potenziale. Esiste un limite al numero di combinazioni disponibili fissato soltanto dalla necessità pratica di mantenere i caratteri i più corti possibili.

codice Morse-Recorder — variazione del codice Morse. Usa, per rappresentare i punti e le linee degli elementi unitari della stessa durata, ma di polarità opposta. L'intervallo tra gli elementi unitari dello stesso carattere è abolito. L'intervallo tra caratteri e tra parole è rappresentato dalla assenza di corrente.

codice telegrafico — tavola di corrispondenza fra i segni di scrittura (ed i servizi della telescrivente) e le combinazioni di codice che li rappresentano.

collegamento — l'insieme dei circuiti o vie di trasmissione che uniscono due o più stazioni.

collegamento a continuità galvanica — collegamento privo di trasformatori e traslatori in serie per cui può essere attraversato da una corrente continua.

collegamento in conferenza — collegamento di più posti telegrafici inseriti sulla stessa rete che possono comunicare fra di loro, così come avviene nella conversazione fra più persone.

collegamento in locale — la telescrivente è esclusa dalla linea e registra la propria emissione.

comunicazione circolare — trasmissione contemporanea a più posti.

comunicazione di servizio — comunicazione telegrafica (o telefonica) non facente parte del traffico normale, ma riferentesi alla gestione della linea o ad informazioni di carattere amministrativo o tecnico.

comunicazione multipla — vedi: comunicazione circolare.

contatto di lavoro — contatto fisso dell'emettitore che fornisce la corrente negativa negli esercizi a doppia corrente e l'impulso di assenza di corrente in quelli a corrente semplice.

contatto di riposo — contatto fisso dell'emettitore che fornisce la corrente positiva negli esercizi a doppia corrente e l'impulso di corrente in quelli a corrente semplice.

continuità galvanica — vedi: collegamento a continuità galvanica.

continuità metallica — vedi: continuità galvanica.

controllo locale — registrazione del testo emesso dalla stessa macchina emittente.

controtensione — vedi: polarenziale.

corrente di tenuta — corrente che circola nella linea telegrafica e nelle apparecchiature ad essa collegate durante il periodo di riposo ossia durante l'assenza di trasmissione.

corrente doppia, esercizio in... — collegamento nel quale la modulazione è ottenuta per inversione di polarità; gli impulsi di riposo si distinguono da quelli di lavoro per il senso della corrente.

corrente semplice, esercizio in... — collegamento nel quale la modulazione è ottenuta per interruzione di corrente.

correnti portanti — vedi: telegrafia armonica.

correnti vettrici — vedi: telegrafia armonica.

D

Decibel — è la decima parte di un Bel (vedi: Bel).

deviatore — organo di commutazione montato su qualche telescrivente (p. es. Olivetti) e trasmettitore automatico. Serve nella telescrivente a collegare la linea ai contatti di emissione durante l'emissione ed all'elettromagnete durante gli intervalli di emissione. Nel trasmettitore automatico il deviatore esclude l'apparecchio dalla linea durante il periodo di riposo.

diversity, sistema... — sistema di trasmissione nel quale il segnale ricevuto risulta da una combinazione o da una selezione fatta su più di un canale di trasmissione.

diversity di frequenza — sistema diversity nel quale la trasmissione avviene su due o più frequenze diverse.

diversity di spazio — sistema diversity nel quale la ricezione viene effettuata con più antenne opportunamente spaziate.

distorsione asimmetrica — vedi: distorsione caratteristica.

distorsione bias — vedi: distorsione unilaterale.

distorsione caratteristica — distorsione dovuta ai fenomeni transitori prodotti dalla linea, dai filtri, dai relè, ecc.

distorsione casuale — vedi: distorsione irregolare.

distorsione irregolare — distorsione causata da fenomeni casuali, come disturbi sulla linea, contatti sporchi dei relè, attriti e rimbalzi delle ancorette dei relè, ecc.

distorsione regolare — vedi: distorsione caratteristica.

distorsione telegrafica — alterazione percentuale della lunghezza del segnale teorico, causata dalle imperfezioni delle macchine collegate e dalle caratteristiche elettriche della via di comunicazione.

distorsione unilaterale — distorsione causata da regolazione unilaterale dei relè, da sorgenti asimmetriche di energia, da contatti consumati non uniformemente. ecc.

duplex — vedi: duplice.

duplice, esercizio in... — si ha quando si utilizzano contemporaneamente per il traffico due distinte vie di comunicazione, una per la emissione ed una per la ricezione. Per avere il controllo locale dell'emissione occorre quindi disporre di due dispositivi riceventi per posto.

E

Elemento di segnale — vedi: impulso.

elemento significativo — insieme di segnali unitari elementari della stessa valenza.

elettromagnete di ricezione — (detto, impropriamente, anche relè di ricezione). Dispositivo elettromagnetico che trasforma gli impulsi di riposo e di lavoro, provenienti dalla linea, in altrettante posizioni caratteristiche della sua ancoretta mobile. Tali posizioni sono rilevate meccanicamente ed utilizzate, a gruppi di 7, per selezionare il carattere da stampare od il servizio da compiere.

emissione — operazione elettromeccanica per mezzo della quale gli impulsi telegrafici sono generati ed inviati in linea.

F

Fac-simile, telegrafia su... — sistema per la trasmissione di immagini o di materiale stampato su circuiti elettrici.

fasatore — dispositivo che, modificando l'orientamento relativo delle camme di codice rispetto a quelle ausiliarie, sposta nel tempo gli istanti di selezione degli impulsi di codice rispetto all'istante dello start.

filtro — dispositivo elettrico, formato da induttanze e capacità, opportunamente collegate, che lascia passare determinate frequenze e blocca le altre.

filtro passa alto — filtro che impedisce il passaggio delle correnti alternate sotto una determinata frequenza offrendo invece un'impedenza piccola o nulla a quelle al di sopra di tale frequenza.

filtro passa basso — filtro che impedisce il passaggio delle correnti alternate al di sopra di una data frequenza, presentando invece una impedenza piccola o nulla a quelle al di sotto di tale frequenza.

filtro telegrafico — dispositivo elettrico (vedi: filtro) che scarica a terra le alte frequenze generate dallo scintillio ai contatti di emissione, ai contatti del deviatore, alle spazzole del motore ed al regolatore di velocità, per evitare che disturbino gli apparati radio installati nei pressi delle telescriventi.

Fourier, serie di... — scomposizione di un segnale rettangolare in una serie di oscillazioni sinusoidali.

frequency-shift, modulazione a... — sistema di modulazione in frequenza, nel quale la modulazione telegrafica corrisponde a delle variazioni di frequenza prestabilite della frequenza portante.

frequenza — è un parametro caratteristico delle grandezze alternate ed indica la «frequenza» con la quale la grandezza compie un ciclo intero o periodo, ed assume successivamente gli stessi valori. Si misura in Hertz (Hz) che indica il numero di periodi al secondo.

frequenza vettrice — vedi: telegrafia armonica.

fusibile — tratto di conduttore, di materiale e dimensioni adatte, inserito in un circuito per proteggere gli organi collegati: fonde quando la corrente che lo percorre supera un valore prestabilito ed interrompe così il circuito da proteggere.

G

Gruppo di emissione — insieme degli organi che rilevano le posizioni delle barre di codice della tastiera quando viene premuto un tasto, traducendole in posizioni successive del contatto di emissione, corrispondenti agli elementi del codice del tasto premuto. Contiene anche il dispositivo della «risposta automatica» di cui sono muniti alcuni tipi di telescrittori (p. es.: Olivetti).

gruppo di ricezione — insieme delle leve di selezione, che trasforma le posizioni assunte dall'ancoretta dell'elettromagnete sotto l'azione degli impulsi in arrivo in posizioni meccaniche, le quali, a loro volta, comandano gli organi di scrittura.

gruppo di scrittura — insieme formato dalle barre di ricezione, dalle leve dei martelletti recanti i caratteri per la stampa e dagli organi che portano la carta.

H

Hell, sistema stampante... — sistema per la radiotelegrafia inventato dall'ingegnere tedesco Hell e sviluppato dalla Siemens. Il sistema stampante Hell combina i principi della telegrafia d'immagine (fac-simile) e della telegrafia stampante.

Hertz (Hz) — unità di misura della frequenza. 1 Hz corrisponde ad un periodo al secondo, p. es. una frequenza di 45 Hz corrisponde a 45 periodi al secondo (vedi: frequenza).

I

Impulso — elemento componente il segnale telegrafico costituito da una variazione costante di corrente di durata finita. Nella telescrivente il segnale è composto di 7 impulsi: uno di partenza (start), cinque di codice ed uno di arresto (stop).

impulso di lavoro — impulso di assenza di corrente nell'esercizio in corrente semplice o di corrente negativa nell'esercizio in corrente doppia. Lo start è sempre un impulso di lavoro.

impulso di riposo — impulso di presenza di corrente nell'esercizio in corrente semplice o di corrente positiva nell'esercizio in corrente doppia. Lo stop è sempre un impulso di riposo.

innesto — dispositivo che al momento opportuno trasmette all'albero trascinato il movimento dell'albero trascinante comandato dal motore.

interruttore a tempo — organo di cui sono muniti alcuni tipi di telescriventi (p. es. Olivetti) che interrompe il circuito d'alimentazione del motore circa 45 secondi dopo la ricezione o dopo la registrazione in controllo dell'ultimo segnale.

inversione lettere-cifre — vedi: scambio lettere-cifre.

istante caratteristico — istante di separazione tra due elementi significativi.

istante di selezione — istante nel quale le leve di selezione provano la posizione dell'ancoretta dell'elettromagnete e rilevano la natura dell'impulso che in quell'istante percorre la linea.

J

Jack — presa per spina d'inserzione a commutazione manuale.

L

Lavoro — vedi: contatto di lavoro, impulso di lavoro.

linea reale — via di comunicazione costituita da circuiti metallici.

linea virtuale — via di comunicazione realizzata mediante la combinazione di due circuiti metallici reali identici.

locale — vedi: collegamento in locale, controllo locale.

M

Macchina corrispondente — macchina installata al capo della via di comunicazione opposto a quello al quale è collegata la macchina locale. È detta anche lontana.

macchina locale — macchina installata al capo vicino della via di comunicazione. È detta anche vicina.

macchina lontana — vedi: macchina corrispondente.

macchina vicina — vedi: macchina locale.

margine — misura dell'attitudine della telescrivente a ricevere correttamente segnali distorti; corrisponde alla massima distorsione alla quale la telescrivente riceve ancora correttamente.

mark, segnale di... — espressione americana per il segnale di riposo.

mettere a terra — collegare ad una presa di terra.

modulazione telegrafica — azione con la quale la telescrivente collega, variamente nel tempo, la sorgente di energia alla via di comunicazione, in modo che questa venga percorsa da impulsi di corrente aventi segno, intensità e durata prestabilita.

N

Neper — vedi: Bel.

O

Ondulatore — apparato ricevente per Telegrafia Morse Celere.

P

Pannello — Complesso di organi elettrici montati su piastre metalliche le quali sono a loro volta disposte sulla parte frontale di un armadio. Gli organi si trovano all'interno e i dispositivi di regolazione e manovra all'esterno.

partenza — vedi: start.

perforatore — apparecchio per la preparazione della zona perforata; è costituito da 5 punzoni di codice comandati dalle barre di codice della telescrivente e da un punzone di diametro inferiore che produce la serie dei fori di trascinamento.

periodo/sec — vedi: Hertz (Hz).

periodo transitorio — tempo necessario, perchè, in una modulazione telegrafica, la corrente passi da un valore (p. es. quello corrispondente al segnale di riposo) all'altro (quello corrispondente al segnale di lavoro).

polarenziale, esercizio in... — collegamento nel quale il valore e senso della corrente dipendono dalla somma e dalla differenza delle tensioni applicate sulla linea da entrambe le stazioni. Le tensioni sono in concordanza per gli impulsi di riposo ed in opposizione per gli impulsi di lavoro. Vi è sempre in linea una corrente di tenuta.

ponte radio — collegamento realizzato con onde cortissime fra due o più stazioni.

posto — vedi: posto d'utente.

posto a posto, collegamento... — collegamento che unisce direttamente le due macchine inserite alle opposte estremità dello stesso collegamento.

posto d'utente — stazione telegrafica munita di telescrivente od altro apparecchio collegato ad un circuito o rete di comunicazione.

push-button system — letteralmente: sistema a pulsanti. Operazione di transito con zona perforata nella quale l'instradamento dei messaggi nella nuova direzione è realizzata per mezzo di manovra su pannello a pulsanti.

R

RATT — sistema di comunicazione telescrivente via Radio.

relè non polarizzato — relè (od elettromagnete) privo di magnete permanente. Il suo funzionamento dipende soltanto dall'intensità della corrente; in assenza di questa l'ancoretta rimane nella posizione verso la quale lo porta la molla di sbilanciamento oppure la corrente circolante nell'avvolgimento ausiliario.

relè polarizzato — relè (od elettromagnete) munito di polarità fisse generate da un magnete permanente. Le posizioni dell'ancoretta sono determinate dal verso della corrente; in assenza di questa, l'ancoretta rimane nella posizione in cui l'ha lasciata l'ultimo impulso ricevuto.

relè regolato all'indifferenza — relè nel quale l'ancoretta è libera da influenze meccaniche od elettriche esterne.

relè ripetitore — vedi: relè telegrafico.

relè sbilanciato — relè nel quale l'ancoretta è sottoposta alla azione unilaterale di una molla o di una corrente, dette di sbilanciamento (vedi: relè non polarizzato).

relè soccoritore — vedi: relè telegrafico.

relè telefonico — interruttore multiplo azionato da un elettromagnete per mezzo di comando a distanza.

relè telegrafico — dispositivo elettromagnetico comandato dalle correnti telegrafiche che determinano l'oscillazione di un'ancoretta mobile disposta fra due contatti collegati alle polarità di una sorgente di energia. L'ancoretta e la sorgente di energia fanno parte di un secondo circuito elettrico, nel quale gli impulsi generati dalle oscillazioni dell'ancoretta corrispondono nella loro successione — ma non sempre nella loro natura — agli impulsi telegrafici primitivi.

rendimento telegrafico — numero dei caratteri che possono essere trasmessi in un secondo (ad una velocità di modulazione di 50 Baud) con un determinato codice telegrafico.

restituzione — operazione durante la quale i segnali telegrafici sono ritrasformati nei caratteri (lettere, cifre, segni di interpunzione, ecc.) del testo originario.

ricercatore di margine — vedi: fasatore.

rigido collegamento... — vedi: posto a posto.

riperforatore — apparato elettromeccanico per la perforazione di una zona di carta secondo il codice Morse o a cinque unità. Esso viene fatto funzionare dagli impulsi elettrici in arrivo sul circuito cui è collegato l'apparato.

ripetitore — apparato in cui le correnti ricevute su un circuito sono automaticamente ripetute su un altro circuito o circuiti, generalmente dopo amplificazione.

ripetitore rigenerativo — ripetitore telegrafico che riceve i segnali distorti e li ritrasmette dando ai segnali stessi una forma essenzialmente senza distorsione. La funzione del rigeneratore nel ridare la forma indistorta ai segnali ricevuti rende possibile ai lunghi circuiti di cavo di essere prolungati sulle linee terrestri e permette anche una più alta velocità di trasmissione.

riposo — vedi: contatto di riposo, impulso di riposo.

risposta automatica — dispositivo del gruppo di emissione sul quale, per mezzo di laminette di codice, è impostato il nominativo del posto d'utente.

R. Q. automatico — sistema telegrafico a rilevamento automatico degli errori (come p. es. il sistema T.O.R.) nel quale un dispositivo automatico usa il canale di ritorno per ottenere la ripetizione automatica dei segnali errati, fino a quando non vengano ricevuti correttamente.

R. Q. (Request) — segnale di un codice telegrafico per richiedere la ripetizione dell'ultimo segnale ricevuto.

S

Scambio lettere-cifre — sono i due servizi che, facendo sollevare od abbassare la piastra portamartelletti, dispongono la stampa di soltanto uno dei due caratteri portati dallo stesso martelletto.

scaricatore — dispositivo di protezione che scarica a terra le eventuali sovratensioni prodotte dalle scariche atmosferiche, induzioni, contatti accidentali, ecc.

segnale — combinazione di impulsi corrispondente ad un segno alfabetico, ad una cifra, ad un segno d'interpunzione oppure ad un servizio (vedi: codice telegrafico).

segnale di 7 impulsi — segnale costituito da 7 impulsi di uguale durata (5 di codice, più uno di start ed uno di stop).

segnale di 7,5 impulsi — segnale custituito da 6 impulsi di uguale durata ed uno finale (quello di stop) prolungato del valore di 1/2 impulso.

semi-duplex — vedi: semiduplice.

semiduplice, esercizio in... — collegamento che si serve di due distinte vie per l'emissione e per la ricezione, ma ne utilizza soltanto una alla volta. Permette il controllo del testo

emesso anche con un solo dispositivo ricevente per posto.

servizi della telescrivente — comandi dei servizi ausiliari, generalmente non stampanti, a ciascuno dei quali è assegnato una combinazione del codice. I servizi sono scambio lettere-cifre, ritorno carrello, interlinea, spazio, « chi è ? », campanello.

sganciamento della macchina — azione con la quale viene comandato l'inizio di un ciclo operativo. L'abbassamento del tasto imposta il codice e sgancia contemporaneamente il gruppo di emissione.

simplex, esercizio in... — collegamento con trasmissione alternata nei due sensi su un'unica via di comunicazione, alternando quindi la emissione con la ricezione.

space, segnale di... — espressione americana per il segnale di lavoro.

start — impulso di partenza che precede i cinque impulsi di codice ed ha la funzione di mettere in rotazione l'albero di ricezione all'inizio di ogni segnale.

stazione amplificatrice — stazione dove trovano sistemazione i dispositivi elettronici disposti lungo i collegamenti in telegrafia armonica e telefonica per restituire l'intensità originale ai segnali attenuati.

stop — impulso di arresto, che segue i cinque impulsi di codice, ed ha la funzione di arrestare l'albero di ricezione al termine di ogni segnale.

T

Telegrafia a corrente continua — sistema nel quale i segnali telegrafici sono ottenuti per modulazione di una corrente continua a polarità semplice o doppia.

telegrafia a due toni — sistema telegrafico usato normalmente quando si impiega la telescrivente sui collegamenti radio a grande distanza. Con tale sistema un tono ad audiofrequenza è trasmesso come impulso di lavoro, ed un altro differente come impulso di riposo. Lo scopo è di superare i dannosi effetti del disturbo e dell'evanescenza prevalenti sui radiocollegamenti.

telegrafia armonica — sistema telegrafico che realizza più comunicazioni simultanee su un solo collegamento. Le varie comunicazioni, dette « canali » sono costituite da correnti alternate di frequenze, dette « frequenze vettrici », ossia portanti, distanziate l'una dall'altra di 120 Hz o 170 Hz.

telegrafia bifonica — vedi: telegrafia a due toni.

telegrafia fonica — sistema telegrafico che permette il collegamento telegrafico su una linea telefonica amplificata, alternativamente o simultaneamente con la telefonia.

telegrafia infracustica — sistema telegrafico che sfrutta la parte infracustica del canale telefonico per realizzare un collegamento telegrafico simultaneo.

telegrafia monofonica — sistema di telegrafia fonica nel quale il segnale di riposo e quello di lavoro si ottengono per interruzione di una frequenza fonica.

telegrafia Morse Celere — sistema telegrafico che usa il codice Morse internazionale con trasmissione automatica a zona perforata e ricezione su zona con ondulatori.

telegrafia simultanea — sistema telegrafico che realizza, su una linea telefonica, uno o più collegamenti telegrafici contemporaneamente col collegamento telefonico.

telegrafia start/stop — sistema di telegrafia che elimina la necessità di mantenere un sincronismo assoluto fra l'apparecchio trasmittente e quello ricevente. Il sistema è disposto in modo da far partire e di arrestare il meccanismo trasmittente e ricevente al principio ed alla fine rispettivamente di ciascuna combinazione che viene trasmessa. Pertanto le due macchine sono in fase al principio della trasmissione di ogni combinazione e ogni differenza di velocità fra il meccanismo di trasmissione e quello di ricezione non si accumula. La velocità del trasmettitore e del ricevitore sono mantenute fisse entro stretti limiti da un regolatore, in modo che la massima differenza di fase fra il meccanismo di ricezione e quello di trasmissione durante ogni segnale è piccola. La telescrivente è un esempio di apparato telegrafico start/stop.

telegrafia superacustica — vedi: telegrafia superfonica.

telegrafia superfonica — telegrafia a frequenza portante che usa per frequenze portanti delle frequenze al di sopra della banda vocale.

teleinseritore — apparato che permette l'allacciamento di un telescrittore ad un centralino con segnalazione CCIT.

telescrivente — apparato telegrafico provvisto di una tastiera con caratteri per la trasmissione e di un meccanismo stampante per la ricezione.

telex (Europa continentale) — sistema telescrivente a telesezione automatica (in campo nazionale) o manuale (in campo internazionale) realizzato su canali esclusivamente telegrafici.

telex (Inghilterra) — sistema telegrafico che dà la possibilità di scambiare comunicazioni fra telescriventi attraverso la normale rete telefonica (a commutazione manuale o automatica). L'apparecchiatura di un utente del telex consiste di una telescrivente, di un apparato per la trasmissione su frequenza vocale, di un telefono e di un commutatore

per mezzo del quale si può collegare con la linea telefonica o l'apparato telefonico o la telescrivente. Il collegamento viene perfezionato coll'ausilio del telefono, dopodichè tutt'e due gli utenti passano la linea sulla propria telescrivente.

tempo di transito — tempo che l'ancoretta mobile di un elettromagnete o di un relè, impiega per portarsi da una posizione all'altra.

tenuta — vedi: corrente di tenuta.

terminale telegrafico — apparecchiatura che, al termine di una via di comunicazione, collega questa alla telescrivente.

T.O.M. (*Teleprinter On Multiplex*) — sistema analogo al sistema T. O. R. ma adattato ad un circuito per telegrafia multipla via radio.

T. O. R. (*Teleprinter On Radio*) — denominazione di un sistema particolare di conversione del codice a 5 unità in codice a 7 unità per la tramissione via radio. Il sistema permette il rilevamento e la ripetizione automatica degli errori (vedi: R.Q.).

torn-tape system — letteralmente: sistema a zona tagliata: Operazione di transito con zona perforata nel quale la zona è separata in tratti comprendenti ciascuno un solo messaggio.

transito — servizio di ritrasmissione del traffico ricevuto.

transito,... — vedi: tempo di transito.

trasmettitore automatico — apparecchio emittente comandato dalla zona perforata che funziona alla massima velocità ammessa, è costituito da 5 puntalini tastatori che esplorano la presenza o l'assenza di fori sulla zona.

trasmettitore automatico elettrocomandato — trasmettitore automatico nel quale l'avviamento dell'emissione è fatto, anzichè a mano, per mezzo di un elettromagnete

trasmissione — azione di emissione del messaggio e della sua regolare ricezione da parte della macchina corrispondente; quando tale ricezione manca per una causa qualsiasi, il messaggio, sebbene regolarmente emesso, non viene trasmesso.

trasmissione a banda laterale unica — trasmissione nella quale una delle due bande laterali oppure una delle due bande laterali e la portante sono soppresse.

trasmissione a doppia banda laterale — trasmissione nella quale tutt'e due le bande prodotte dalla modulazione vengono trasmesse.

U

Utente attivo — stazione munita di alimentazione di linea.

utente passivo — stazione priva di alimentazione di iinea.

V

Velocità di modulazione — è data dall'inverso della durata, espressa in secondi, di un impulso elementare. L'unità di misura è il Baud che corrisponde al numero massimo degli impulsi elementari che possono essere trasmessi in un secondo. Quando come avviene generalmente per convenzione internazionale, la durata dello impulso elementare è di 1/50 di secondo pari a 20 ms, si ha una velocità di modulazione di 50 Baud.

velocità di trasmissione — numero massimo dei segnali che un apparecchio telegrafico può emettere e ricevere al minuto primo; dipende dalla velocità di modulazione e dal numero degli impulsi che formano il segnale. In Europa come nella quasi totalità dei Paesi extraeuropei, è usata la velocità di modulazione di 50 Baud, alla quale corrisponde un'emissione di 428 segnali al minuto con segnali di 7 impulsi ed una emissione di 400 segnali al minuto con segnale di 7,5 impulsi. Negli Stati Uniti è adottata invece la velocità di modulazione di 45,5 Baud corrispondente ad una emissione di rispettivamente 390 e 364 segnali al minuto.

velocità telegrafica — vedi: velocità di modulazione.

PARTE IV

SISTEMI RADIO

CAPITOLO 1.

CARATTERISTICHE ESSENZIALI DEGLI APPARATI PER I COLLEGAMENTI RADIO

401. Generalità.

a) – *La « Informazione ».*

I sistemi radio hanno come scopo principale la trasmissione a distanza di « informazioni » mediante l'utilizzazione dei più importanti fenomeni radioelettrici dominati dall'uomo.

È detta *informazione* qualunque espressione del pensiero umano nell'atto in cui uno o più individui la esternano ed altri individui ne acquistano la conoscenza, per scopi riguardanti qualsiasi attività umana.

Nel campo militare lo scambio di informazioni permette lo svolgimento delle funzioni di comando, a qualsiasi livello.

I sensi di cui l'uomo fa uso principalmente per la immediata acquisizione delle informazioni sono l'udito e la vista. I corrispondenti mezzi fisici che operano tale trasmissione sono le onde sonore e le onde luminose, naturalmente o artificialmente generate.

Allorchè gli individui che debbono comunicare fra loro si trovano a distanza tale (nello spazio e, talora, nel tempo) che le onde sonore o quelle luminose non possono più eccitare i corrispondenti sensi, si ricorre al trasporto delle informazioni mediante adatto *vettore*. L'informazione deve in tal caso essere trasformata in modo da poter essere « portata » dal vettore.

Trasformazioni e vettori di vario genere si hanno nel caso di lettere, giornali, libri, fotografie, disegni, opere d'arte, ecc. (informazioni visive) o nel caso di parola, suoni, musica, ecc. (informazioni sonore). Cinema e televisione sono esempi di informazioni sonore e visive contemporanee.

b) – *Il « Segnale ».*

Nei mezzi radio l'informazione può essere trasmessa sia nella forma sonora che in quella visiva.

Nel primo caso è la parola che viene direttamente trasportata sotto forma di suono; nel secondo caso è la scrittura o qualunque altra forma grafica.

Nella tecnica delle telecomunicazioni, l'informazione, dopo aver subito la prima trasformazione, prende il nome di « segnale ». Questo può essere perciò *fonico, telegrafico, televisivo*, ecc. Esso rappresenta l'informazione sotto forma di grandezze elettriche.

402. Costituzione tipo dei trasmettitori e dei ricevitori.

a) – Prendiamo come base il caso della trasmissione dei suoni e vediamo quali processi di trasformazione occorre far subire all'informazione sonora nel suo passaggio da un punto dello spazio ad altro punto distante.

Lo schema della figura 1 mostra gli organi essenziali occorrenti allo scopo.

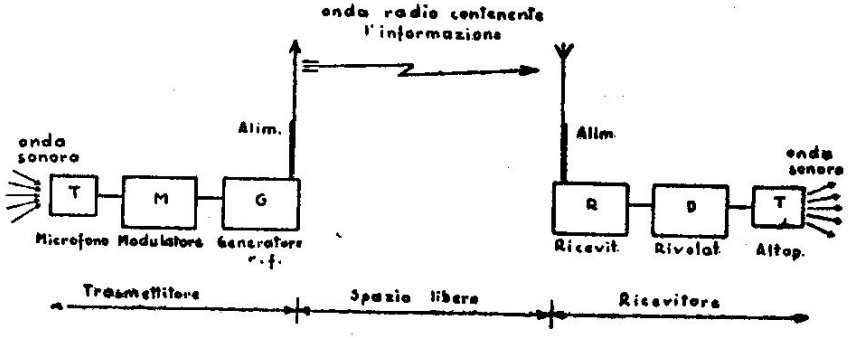


FIG. 1 – *Schema di un collegamento radio.*

Tali organi sono:
- il trasduttore (microfono),
- il cavetto microfonico,
- il modulatore,
- il generatore della radio frequenza,
- l'alimentatore di antenna (feeder),
- l'antenna trasmittente,
- l'onda radio viaggiante nello spazio,
- l'antenna ricevente,
- l'alimentatore di antenna,
- i circuiti riceventi radio,
- il rivelatore o demodulatore,
- il trasduttore (altoparlante o cuffia).

Un organo comune a tutti i componenti « attivi », che cioè utilizzano sorgenti di energia elettrica è l'*alimentatore di potenza*. Questo fornisce l'energia elettrica per il funzionamento dei tubi, dei trasduttori, dei relè, ecc.

b) – *Organi componenti il trasmettitore e loro funzione.*

b.1) *Trasduttore.*

In primo luogo occorre trasformare l'onda sonora (vibrazione delle molecole dell'aria) in correnti elettriche i cui caratteri siano il più possibile in esatta corrispondenza con quelli dell'onda sonora. Il dispositivo che opera tale trasformazione appartiene alla categoria dei *trasduttori elettroacustici* ed è detto microfono.

Nel microfono avviene, come è noto, una doppia trasformazione: da energia acustica in energia meccanica e da energia meccanica in energia elettrica.

Si dice che il mocrofono serve a *comandare* la stazione radio in quanto, operando la prima fondamentale trasformazione, rende possibile il funzionamento di tutto il sistema.

Dal microfono hanno origine così delle onde di correnti e tensioni variabili i cui valori istantanei devono essere in ogni istante proporzionali a quelli del suono che li genera. Il microfono deve inoltre generare delle correnti variabili, soltanto quando è colpito da un'onda sonora. Verificandosi le condizioni ora dette si dice che il microfono è « fedele » e privo di rumore di fondo. Quanto più ci si allontana da esse, tanto più aumentano le « distorsioni » e la « rumorosità » che rappresentano fattori dannosi agli effetti della trasmissione.

b.2) *Cavetto microfonico*

Il microfono è collegato al trasmettitore mediante un cavetto di adatta lunghezza, in genere schermato, cioè composto di un conduttore centrale isolato e racchiuso entro un conduttore esterno, detto calza, tubolare, che ha lo scopo di evitare che il conduttore interno raccolga per induzione i campi magnetici ed elettrici esterni dando luogo a correnti disturbanti. In molti casi il cavetto ha tre conduttori invece che due: il terzo conduttore serve in tal caso per la commutazione trasmissione–ricezione della stazione radio. Il microfono è allora munito di un bottone di commutazione che chiude e apre il circuito di messa in funzione del trasmettitore o di parti di esso.

b.3) *Modulatore.*

Le correnti microfoniche non hanno alcuna possibilità di essere utilizzate a distanza senza l'interposizione di un mezzo. Se interponiamo un filo conduttore nessun'altra trasformazione è indispensabile e le correnti viaggeranno lungo il filo, azioneranno l'organo ricevente e ritorneranno attraverso la terra o lungo un secondo filo. È il principio del telefono.

Per utilizzare il mezzo radio, le correnti microfoniche debbono essere sovrapposte all'onda radio, la quale è capace di propagarsi a distanza. Questa operazione è detta della « modulazione » e il dispositivo che la opera è detto « modulatore ».

Il modulatore ha le funzioni:

1 – amplificare le correnti microfoniche, cioè renderne i valori istantanei proporzionalmente maggiori. Anche questa operazione non deve introdurre distorsioni nè rumori estranei. È necessaria a causa dei piccoli valori di tensione che è possibile ottenere dai microfoni, in particolare da quelli non a granuli di carbone;

2 – imprimere le caratteristiche della corrente microfonica all'onda radio che diverrà così « onda portante » del segnale.

La prima operazione viene effettuata sfruttando le proprietà amplificatrici dei tubi a vuoto fatti funzionare in determinate condizioni. Il numero dei tubi impiegati allo scopo dipende da vari fattori, primo fra i quali il tipo di microfono usato e cioè l'ampiezza della tensione microfonica a disposizione. Dipende inoltre dal tipo di modulazione e, per la modulazione « in ampiezza » (vedi appresso) dalla potenza che il trasmettitore deve fornire alla propria antenna.

La seconda operazione consiste nel variare uno dei parametri dell'onda radio con il ritmo del segnale.

Supposta una tensione a frequenza radio di andamento sinusoidale, questa può essere espressa nella forma:

$$e = E\ (\omega t + \varphi)$$

dove:

e = valore istantaneo della tensione in un punto qualsiasi dopo la sua generazione,
E = valore massimo della stessa tensione,
ω = $2\pi f = 2\pi$ per frequenza radio,
t = tempo,
φ = fase della tensione e riferita ad una posizione iniziale di zero.

È evidente che se facciamo variare uno dei tre parametri E, f, φ, anche temporaneamente, il regolare andamento sinusoidale e continuo di e viene perturbato. Se la variazione di uno dei tre parametri segue ritmicamente l'andamento della tensione microfonica, l'onda risultante presenterà sovrapposti e intimamente legati, sia i propri caratteri iniziali, sia i caratteri del segnale. Si verifica cioè una modificazione dell'onda radio che è funzione del segnale. Questo è il processo di modulazione.

A seconda del parametro che viene fatto variare si ha modulazione di « ampiezza », di « frequenza », di « fase ». Al paragrafo 403 vengono date maggiori informazioni sulla modulazione.

b.4) *Generatore di radiofrequenza.*

Si compone di un oscillatore pilota che ha il compito vero e proprio di generatore, e di un certo numero di stadi amplificatori di cui l'ultimo, detto stadio finale, deve essere in grado di fornire il valore di potenza richiesto. L'oscillatore pilota può essere costituito in vari modi (vedi paragrafo 405), ma si basa essenzialmente sul fatto che per mantenere in oscillazione elettrica un circuito risonante (circuito accordato o cristallo piezoelettrico) è necessario rifornire ad esso l'energia perduta nelle insopprimibili resistenze passive. Allo scopo viene utilizzato un tubo elettronico.

Gli stadi di amplificazione sfruttano le proprietà amplificatrici dei tubi elettronici e le proprietà risonanti dei circuiti accordati. L'oscillazione elettrica generata dal pilota viene inviata al primo tubo che l'amplifica con alto rendimento (classe C). Tale operazione genera però un elevato numero di frequenze armoniche di rilevante ampiezza. Queste vengono eliminate all'uscita del tubo stesso che è collegato al seguente tramite un circuito risonante accordato sulla frequenza del pilota, il quale lascia passare quella sola frequenza. Negli stadi seguenti l'operazione si ripete.

Nei trasmettitori per frequenze elevate, tutte le volte che non è possibile generare sul pilota la frequenza voluta a causa del suo alto valore, gli stadi amplificatori hanno anche la funzione di moltiplicatori di frequenza.

Poichè, come si è detto, nell'amplicazione in classe C si generano delle frequenze armoniche, il circuito interposto tra il primo e il secondo stadio viene accordato su una di dette armoniche anzichè sulla frequenza fondamentale. Lo stadio seguente amplificherà tale armonica producendone delle altre. Su una di queste verrà accordato il circuito seguente e così via fino ad ottenere la frequenza voluta.

Le armoniche utilizzate sono in genere, per la loro forte ampiezza, la seconda, la terza e la quarta. Si avranno così stadi amplificatori, duplicatori, triplicatori, quadruplicatori. Si vede come con pochi stadi è possibile ottenere una elevata moltiplicazione di frequenza. Ad esempio, se il pilota genera 2 Mc/s e lo facciamo seguire da tre stadi triplicatori, all'uscita avremo $2 \times 3 \times 3 \times 3 = 54$ Mc/s.

b.5) *Il trasferimento dell'energia radio.*

L'energia generata dal circuito di uscita del trasmettitore deve essere inviata all'antenna. A ciò provvede la linea di alimentazione. Il requisito fondamentale cui deve rispondere è quello di trasferire all'antenna l'energia a radiofrequenza con un minimo di perdite.

Queste sono dovute alle resistenze passive, ad inadatto accoppiamento, a riflessioni, ecc.

Il requisito del massimo trasferimento di energia è comune oltre che agli alimentatori d'antenna anche alle antenne (riceventi e trasmittenti) ed al mezzo (spazio vuoto) entro il quale avviene il trasporto dell'onda radio e cioè la propagazione.

c) – *Organi componenti il ricevitore e loro funzioni.*

c.1) *L'amplificatore a radiofrequenza.*

L'energia a radiofrequenza irradiata dall'antenna trasmittente raggiunge, attraverso lo spazio, l'antenna ricevente, percorre l'alimentatore di antenna e arriva sotto forma di tensione ai morsetti d'ingresso del ricevitore. Tale tensione contiene l'informazione trasmessa che è data da modificazioni temporanee impresse alla sua ampiezza o alla sua frequenza; contiene cioè il segnale.

Supporremo che nessuna alterazione sia avvenuta nel segnale durante tutto il percorso dal microfono ai morsetti di entrata del ricevitore. La tensione a radiofrequenza che si presenta all'ingresso del ricevitore è di valore estremamente piccolo e nessun dispositivo è capace di utilizzarla direttamente. Il suo ordine di grandezza va da qualche microvolt (μV) a qualche millivolt (mV).

Il ricevitore dovrà perciò essere capace di portare l'ampiezza della tensione a valori utilizzabili. Dovrà cioè essere dotato di un dispositivo *amplificatore*.

L'amplificatore è composto di un certo numero di tubi, in relazione alla « sensibilità » che si vuole ottenere, tra i quali sono interposti dei circuiti accordati, la cui frequenza di risonanza può anche essere variata. Anche gli stadi di media frequenza (vedi appresso) hanno funzione di amplificatori; lavorano però a frequenza fissa.

La tensione totale presente all'ingresso del ricevitore sarà la composizione di tutte le innumerevoli tensioni, di frequenza e di valore

diverso, che sono presenti nello spazio e che l'antenna riesce a captare. Il ricevitore deve essere perciò capace di scegliere la frequenza che interessa e di amplificare quella soltanto: dovrà cioè essere dotato di un dispositivo *selettore*.

c.2) *Il selettore di frequenza – La sintonia.*

Se facciamo variare contemporaneamente la frequenza di risonanza dei circuiti accordati di cui alla lettera precedente, abiliteremo il ricevitore a ricevere qualunque frequenza compresa entro la gamma possibile di accordo del ricevitore stesso. L'amplificazione sarà così ottenuta con il massimo rendimento a tutte le frequenze. L'operazione di cui sopra è detta *sintonizzazione* del ricevitore. In genere è fatta con un unico comando esterno che è meccanicamente collegato ad un sistema indicatore della frequenza di accordo (scala graduata).

c.3) *Il demodulatore o rivelatore – La ricostruzione dell'informazione.*

Il ricevitore, come ovvio, dovrà essere capace di operare la separazione del segnale dalla radiofrequenza. Dovrà cioè contenere un dispositivo che riveli il segnale, ovvero che agisca da *demodulatore* eseguendo l'operazione inversa della modulazione.

Del modulatore o rivelatore verrà trattato separatamente al paragrafo 404.

Il segnale, così ottenuto sotto forma di grandezza elettrica, deve essere ancora trasformato in suono e cioè in informazione sonora identica, per quanto è possibile, a quella trasmessa.

In genere è necessario procedere ad un'amplificazione del segnale in quanto il rivelatore fornisce valori di potenza elettrica insufficiente ad azionare il trasduttore di uscita. Quest'ultimo ha funzioni inverse a quelle del trasduttore di entrata (microfono) poichè trasforma l'energia elettrica in energia meccanica e l'energia meccanica in energia sonora. Il trasduttore è l'altoparlante se l'informazione deve essere resa con una potenza sonora atta ad essere percepita a qualche metro di distanza, ed è la cuffia se un solo operatore deve ascoltare l'informazione.

c.4) *Il sistema supereterodina.*

I ricevitori oggi universalmente adottati, salvo qualche eccezione per particolari applicazioni, sono quelli detti a « supereterodina ». Il concetto su cui si basa il sistema è il seguente.

A causa della piccola ampiezza della tensione a r. f. che l'antenna fornisce al ricevitore, è necessaria un'alta amplificazione, dell'ordine di un milione di volte. Le difficoltà che si incontrano nell'eseguire tale amplificazione, che tra l'altro deve essere uniforme per tutta la gamma di frequenze, sono molteplici, sia dal lato progetto e costruzione, sia come manovra di sintonizzazione. È necessario infatti accordare separatamente ogni stadio della catena di amplificazione ed eseguire altre manovre per eliminare fenomeni dannosi. Non si riesce cioè ad ottenere che la sintonia del ricevitore sia eseguibile con una manovra semplice e rapida.

La difficoltà è aggirata facendo in modo che qualunque frequenza presente all'ingresso venga immediatamente, o al massimo al secondo stadio di amplificazione, trasformata in una frequenza di conveniente valore fisso, detta frequenza intermedia o media frequenza, sulla quale vengono agevolmente eseguite le operazioni di amplificazione e di rivelazione nonchè operazioni accessorie come controllo automatico di sensibilità, variazione della selettività, ecc.

Il dispositivo che opera tale trasformazione è detto *convertitore di frequenza.*

La conversione di frequenza viene ottenuta per mezzo di un « oscillatore » locale (eterodina) a frequenza variabile. L'uscita di tale oscillatore viene « mescolata » con la frequenza entrante dall'antenna. Per il fenomeno dei battimenti la frequenza risultante sarà la differenza o la somma delle frequenze in gioco. Si fa in modo che tale somma o differenza si mantenga costante variando contemporaneamente e con un unico comando l'accordo dei circuiti risonanti di ingresso e dello oscillatore locale, per qualunque frequenza di sintonia. Si ottiene così la media frequenza di valore fisso.

La conversione viene ottenuta con un unico tubo appositamente studiato detto convertitore o mescolatore, ma può essere ottenuta anche con due tubi separati dei quali uno è l'amplificatore della frequenza in ingresso e l'altro è l'oscillatore locale.

c.5) *Controllo automatico di sensibilità (CAS).*

Altro organo del ricevitore è il dispotivo del controllo automatico della sensibilità (CAS oppure CAV) che tende a rendere uniforme la tensione di uscita del segnale per una vasta escursione dei valori della tensione di entrata a radiofrequenza. Esso elimina la necessità di una continua e fastidiosa manovra del *controllo manuale di volume*, a causa della continua variabilità della radiofrequenza in ingresso.

Inoltre, poichè il CAS rende più sensibile il ricevitore ai segnali più deboli, è facilitata la ricerca della emissione desiderata, che si ottiene con la sola manovra della manopola di sintonia e con il controllo manuale del volume regolato per la massima uscita.

Il circuito è simile a quello di rivelazione per m. a. salvo che la sua costante di tempo è diversa per non causare variazioni della sensibilità alle variazioni rapide dell'ampiezza dovute alla modulazione. Il circuito è sensibile soltanto a variazioni lente dell'ampiezza.

c.6) *Limitatore di ampiezza per la m. f.*

I disturbi che danneggiano la ricezione sono dovuti a molte cause delle quali verrà trattato dettagliatamente nel seguito del manuale. Quelli di origine esterna, sovrapponendosi nell'antenna all'onda radio, ne variano in modo indesiderato sia l'ampiezza che la frequenza. Vanno cioè a modulare la portante a r. f. L'effetto più dannoso è la variazione dell'ampiezza.

Mentre nei sistemi a modulazione di ampiezza non è possibile eliminarli se non facendo in modo che il segnale sovrasti il disturbo e lo renda inefficace, nella modulazione di frequenza è relativamente facile neutralizzarli.

Il fatto stesso che il ricevitore per m. f. deve rivelare le forti variazioni di frequenza dell'onda radio è già una garanzia contro la ricezione del disturbo. Una più efficace protezione si ottiene con l'uso del limitatore di ampiezza. Esso è composto di uno o due tubi fatti lavorare in determinate condizioni i quali eliminano tutte le « creste » dell'onda radio rendendo all'uscita la sola parte centrale dell'onda stessa (fig. 2) che conserva invariata la modulazione di frequenza e che è di ampiezza costante.

Evidentemente nei sistemi a m. a. il limitatore non può essere usato perchè esso eliminerebbe in tutto o in parte la modulazione e cioè il segnale.

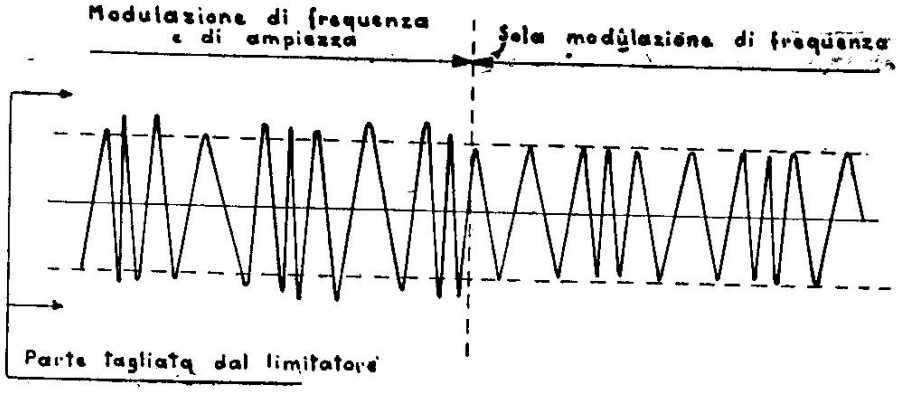


FIG. 2 – *Funzione del limitatore di ampiezza.*

c.7) *Organi vari.*

Altri organi possono essere inclusi nei ricevitori, oltre quelli già sopra accennati, a seconda delle particolari prestazioni che si richiedono.

Se la stabilità della frequenza (stabile sintonia) è importante, l'oscillatore locale sarà del tipo a quarzo o sarà automaticamente controllato con un dispositivo adatto.

Per la ricezione della fonia è spesso utile il *controllo del tono* e cioè la possibilità di variare le ampiezze relative delle varie frequenze foniche presenti all'uscita.

Nella ricezione delle onde molto corte, un dispositivo recentemente introdotto è lo « squelch » o *soppressore dei rumori*, che elimina il fruscio generato nello stesso ricevitore dai tubi e dalle resistenze.

Nella ricezione dei segnali telegrafici [vedi lettera *d*)] la rivelazione viene preceduta da un dispositivo che genera la nota udibile detto *oscillatore di nota*. Può essere utile anche l'inserzione di un *filtro a cristallo* nei circuiti di media frequenza o di un *filtro di bassa frequenza*.

Altri dispositivi possono eventualmente essere: *la regolazione* (manuale o automatica) *di selettività, l'accordo di antenna*, i comandi per il passaggio da m. a. a m. f. e da fonia a telegrafia, ecc.

La composizione di un ricevitore supereterodina è schematizzata in figura 3 dove sono segnati soltanto gli organi più importanti.

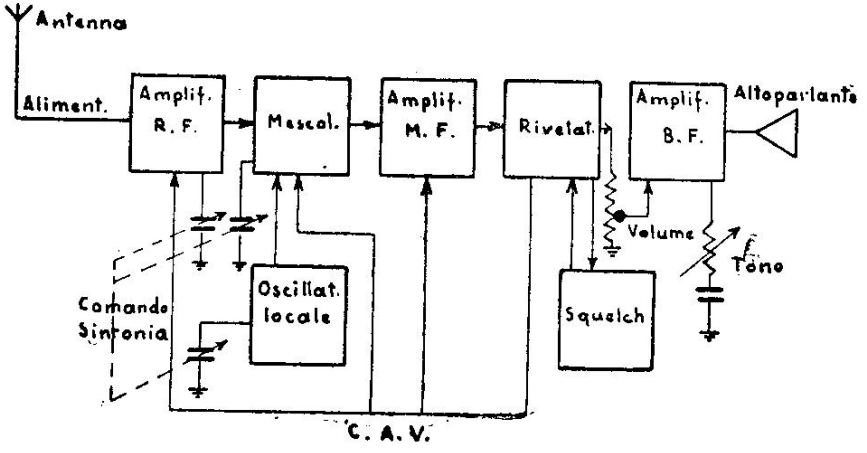


FIG. 3 – *Schema a blocchi di un ricevitore supereterodina.*

d) – *La trasmissione telegrafica.*

d.1) *Il codice.*

Come già accennato, l'informazione può essere resa, oltre che sotto forma di suoni, anche sotto forma di espressioni grafiche. I sistemi radio telegrafici si dividono in due gruppi: 1) per telegrafia manuale; 2) per telegrafia stampante. Ambedue i sistemi hanno grande importanza nel campo militare.

Ciò che caratterizza il sistema telegrafico è il fatto che l'informazione, cioè la parola, viene tramutata secondo un *codice*. Ciascuna combinazione del codice rappresenta una lettera dell'alfabeto o un segno della scrittura.

Ad esempio nel ben noto codice Morse, le lettere sono rappresentate da punti e da linee variamente combinate che danno luogo al *carattere*.

Nella telegrafia manuale con ricezione ad udito la formazione del codice (in trasmissione) e la sua risoluzione (in ricezione) sono affidate agli operatori che fanno uso della memoria. Il codice impiegato è quello Morse. Nella telegrafia celere la formazione del codice Morse è fatta meccanicamente mentre la risoluzione è fatta dall'operatore.

Nella telegrafia stampante (telescriventi) sia la formazione che la risoluzione del codice sono ottenute automaticamente.

Il codice usato è quello bivalente internazionale a cinque unità nelle normali telescriventi oppure codici speciali. La trasmissione telegrafica via radio con telescriventi verrà trattata in altra parte del manuale.

d.2) *Trasmettitori telegrafici.*

Il trasduttore di entrata (microfono) è sostituito dal tasto di manipolazione. Questo comanda alcuni circuiti del trasmettitore a seconda del sistema.

Il codice bivalente adotta due valori di una grandezza elettrica. Nel caso del trasmettitore radio questa grandezza può essere l'onda portante oppure il segnale modulante. Si avranno così quattro possibili sistemi:

1) *per variazione dell'ampiezza dell'onda portante.* Uno dei valori è quello dell'ampiezza massima, l'altro è zero. È detto anche ad interruzione della portante. Le due posizioni del tasto determinano la emissione e la non emissione dell'onda radio. Questa può essere modulata oppure no;

2) *per variazione della frequenza portante.* I due valori della radiofrequenza sono leggermente diversi l'uno dall'altro e sono determinati dalle due posizioni del tasto. È detto a spostamento di frequenza (frequency shift). L'onda radio non viene modulata;

3) *per variazione dell'ampiezza della modulazione.* Una posizione del tasto determina la modulazione dell'onda radio con una frequenza fissa. L'altra posizione esclude la modulazione (valore zero dell'onda modulante). È detto ad « un tono » o a « tono singolo »;

4) *per variazione di frequenza della modulazione.* L'onda radio è modulata con un valore di frequenza quando il tasto è in una delle due posizioni e con un valore di frequenza diverso quando il tasto è nell'altra posizione. È detto a « due toni ».

Di questi quattro sistemi soltanto il primo è usato per la telegrafia Morse manuale; gli altri sono utilizzati per i sistemi di radiotelescrivente.

La manipolazione telegrafica per il primo sistema è semplice: per interrompere la portante basta interdire il funzionamento di un tubo della catena del trasmettitore.

Per gli altri sistemi sono necessarie in genere delle apparecchiature aggiuntive più o meno complesse.

La larghezza di banda occorrente è per tutti i sistemi molto minore di quella occorrente per la fonia.

L'impiego estensivo dei sistemi telegrafici è riservato alle onde corte (HF) ed è soltanto accessorio per le ultra corte (VHF).

La maggior parte dei trasmettitori di uso militare viene costruita con la possibilità di funzionare sia in telegrafia (manuale, automatica o in telescrivente) sia in fonia.

403. Metodi di modulazione.

a) – *Generalità.*

I segnali a frequenza acustica e quelli telegrafici non sono capaci di propagarsi a distanza. Essi vengono perciò sovrapposti all'onda radio la cui frequenza elevata dà luogo ai fenomeni di propagazione nello spazio vuoto.

La formula [1] è la rappresentazione matematica di un'onda di tensione sinusoidale di ampiezza massima E, di frequenza f e di fase iniziale φ.

$$e = E \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) \qquad [1]$$

Una tensione alternativa sinusoidale può essere rappresentata graficamente da un vettore di lunghezza proporzionale alla tensione massima E, supposto ruotante intorno al suo punto di origine con velocità $\omega = 2\pi f$, con la posizione di inizio della rotazione spostata, rispetto ad un asse arbitrario, di un angolo φ.

La figura 4 mostra questa rappresentazione grafica dell'onda, data dalla proiezione verticale delle successive posizioni del vettore ruotante, sulle ordinate di un diagramma cartesiano ampiezza-tempo.

Durante il susseguirsi nel tempo delle alternanze della tensione e, possiamo alterare sia l'ampiezza E, sia la velocità di rotazione ω (e cioè la frequenza f) sia la fase iniziale φ. Se facciamo in modo che tali alterazioni siano prodotte dal segnale avremo modulato l'onda $e = E \text{ sen } (\omega t + \varphi)$. A seconda che facciamo variare E, ω o φ avremo rispettivamente modulazione di ampiezza, di frequenza o di fase. Con riferimento al vettore ruotante, questi due ultimi tipi si dicono anche modulazioni angolari.

La informazione sonora ed in genere qualunque segnale da trasmettere risulta scomponibile in un certo numero di frequenze il cui valore, l'ampiezza relativa ed il numero, dipendono dal tipo di segnale di cui fanno parte. Ad esempio la parola contiene in proporzioni diverse e mutevoli tutte le frequenze comprese fra 50 e 5000 cicli circa; la telegrafia contiene una frequenza fondamentale ed un certo numero di armoniche superiori di questa e così via.

Nel trattare problemi di telecomunicazioni conviene iniziare l'esame dei fenomeni considerando dapprima gli effetti di una sola frequenza di segnale e passare poi agli effetti combinati di più frequenze contemporanee.

b) – *Modulazione di ampiezza.*

Nella modulazione di ampiezza si fa variare l'ampiezza istantanea del vettore E dell'onda di figura 4. Supponiamo che questa variazione segua una legge sinusoidale con frequenza f e pulsazione $\Omega = 2\pi f$.

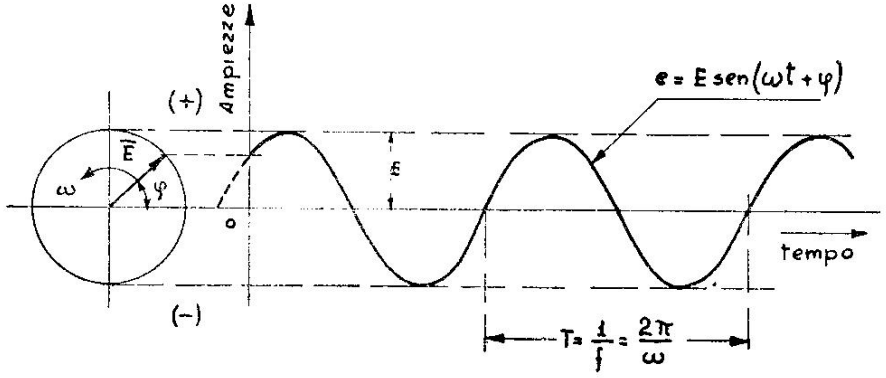


FIG. 4 – *Funzione sinusoidale.*

Non teniamo conto della fase φ che consideriamo costante e perciò senza alcun effetto sulla modulazione.

Il campo di variazione di E (e cioè i valori massimo e minimo) deve essere compreso tra zero e $2E$. Ciò significa anche che la E deve considerarsi sempre positiva.

La forma matematica più appropriata per stabilire o indicare il campo di variazione di E è l'introduzione di un fattore m compreso tra zero e 1 e le notazioni:

$$E\ (1 + m)\ \ ;\ \ E\ (1 - m)$$

per indicare i due valori estremi di E.

Poichè, come abbiamo già supposto, la legge di variazione di E tra i suoi valori estremi è sinusoidale, la equazione [1] si trasforma in:

$$e = E\ (1 + m \text{ sen } \Omega t) \text{ sen } \omega t \qquad [2]$$

Il fattore m è detto *grado di modulazione*. Moltiplicato per 100 indica la *percentuale di modulazione o profondità di modulazione.*

Dalle formule trigonometriche

$$\text{sen } x \text{ sen } y = \frac{1}{2} \cos\ (x - y) - \frac{1}{2} \cos\ (x + y)$$

la [2] può essere scritta:

$$e = E \text{ sen } \omega t + \frac{1}{2} mE \cos\ (\omega - \Omega)\ t - \frac{1}{2} mE \cos\ (\omega + \Omega)\ t \qquad [3]$$

L'equazione [3] è riportata graficamente in figura 5.

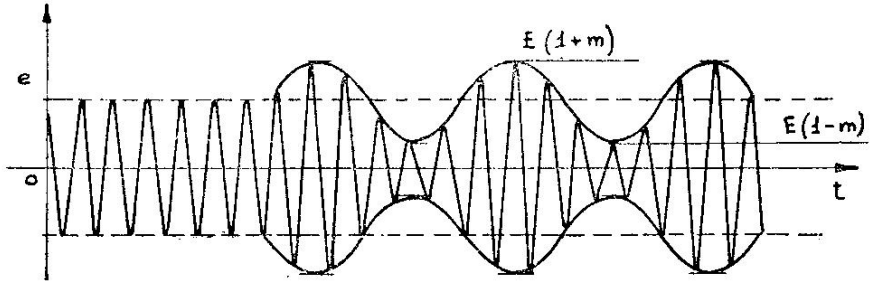


FIG. 5 – *Onda modulata di ampiezza.*

Esaminiamo la [3] tenendo conto che $\omega >> \Omega$ e che, come si è detto, $E>0$ e $0<m<1$. Vediamo come modulando di ampiezza un'onda radio sinusoidale, si ottengano tre onde diverse.

1) Un'onda di frequenza f, di ampiezza massima E di forma sinusoidale. Uguale cioè all'onda non modulata.

2) Un'onda cosinusoidale di frequenza $f - F$ *di ampiezza* $\frac{mE}{2}$.

3) Un'onda cosinusoidale di frequenza $f + F$ *di ampiezza* $\frac{mE}{2}$.

Per la condizione $\omega >> \Omega$ e cioè $f >> F$ le due frequenze $(f - F)$ ed $(f + F)$ sono poco diverse da f e quindi suscettibili di propagarsi nello spazio insieme ad f.

Su un diagramma frequenza–ampiezza le tre componenti si presentano in figura 6.

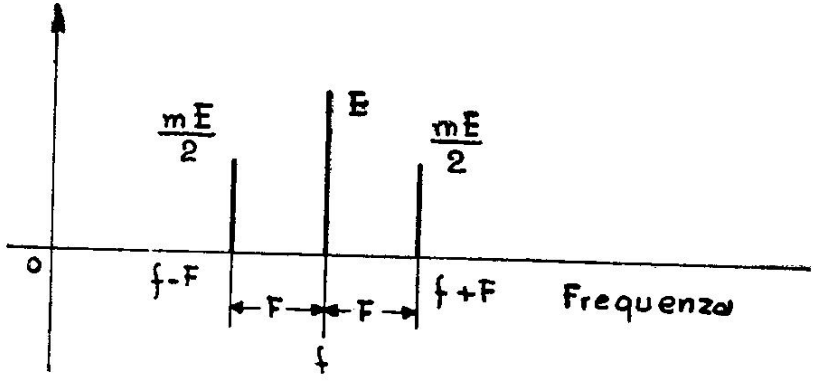


FIG. 6 - *Frequenze laterali delle m. a.*

Esaminando la figura 5 ci si può facilmente rendere conto come al grado di modulazione m non si possa dare un valore superiore ad 1, perchè si verificherebbe una interruzione di una certa durata negli istanti corrispondenti al picco negativo di modulazione, con conseguente gravissima distorsione per «sovramodulazione».

Allorchè $m = 1$ si ha modulazione al 100 %.

Quando il segnale modulante non è formato da una sola frequenza, ma da un gruppo o da una serie di frequenze di valori diversi, ciascuna di esse produce due radiofrequenze laterali del tipo già visto. Perciò durante la modulazione con segnale complesso vi sarà una doppia serie di frequenze disposte ai due lati della portante.

Si avranno cioè le due *bande laterali*. Se il segnale è variabile come lo è in ogni caso, ogni singola frequenza laterale assumerà ampiezza variabile entro ciascuna banda laterale, in accordo con le variazioni dell'ampiezza delle varie frequenze modulanti in gioco.

La larghezza totale della banda di modulazione avrà un valore, in cicli al secondo, pari al doppio del valore della massima frequenza modulante ($B = 2Fmax$).

Per segnali complessi il significato della profondità di modulazione (espressa da 100 m) va alquanto modificato perchè è ovvio che esisteranno diversi m elementari componenti, tanti quanti sono le frequenze modulanti.

Supponiamo ora che una corrente a radiofrequenza modulata sinusoidalmente, cioè del tipo

$$i = I\ (1 + m \operatorname{sen} \Omega t) \operatorname{sen} \omega t$$

circoli in una resistenza R. In assenza di modulazione la i si riduce alla forma $i = I \operatorname{sen} \omega t$ e la potenza dissipata in R vale $\frac{RI^2}{2}$.

In presenza di modulazione sinusoidale la corrente i può pensarsi come la somma di tre correnti: la portante $I \operatorname{sen} \omega t$ cui è associata la potenza $\frac{RI^2}{2}$; le altre due: $\frac{mI}{2} \cos\ (\omega - \Omega)t$ e $\frac{mI}{2} \cos\ (\omega + \Omega)t$ ciascuna delle quali dà luogo ad una potenza pari a

$$\frac{\left(\frac{mI}{2}\right)^2}{2} R = \frac{m^2 I^2}{8} R$$

Pertanto la potenza totale P dissipata nella R, vale:

$$P = \frac{RI^2}{2} + \frac{Rm^2 I^2}{4} = \frac{RI}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \qquad [4]$$

Dunque, variando m da zero ad uno la potenza cresce secondo il fattore 1,5.

Conseguenza importante è che durante la modulazione aumenta anche la potenza di alimentazione richiesta dal trasmettitore.

Nella modulazione complessa la potenza totale sarà necessariamente variabile.

c) – *Modulazione di frequenza.*

Nella modulazione di frequenza l'informazione è trasmessa variando la frequenza istantanea dell'onda radio in accordo con il segnale che deve modulare l'onda stessa, e lasciando invariata la sua ampiezza. Ne risulta un'oscillazione del tipo di quella indicata in figura 7.

Si indica con Δf, ed è detta deviazione di frequenza, il massimo spostamento che il valore della frequenza portante assume in più o in meno, per effetto della modulazione. La frequenza portante f_o varia cioè tra $f_o + \Delta f$ e $f_o - \Delta f$.

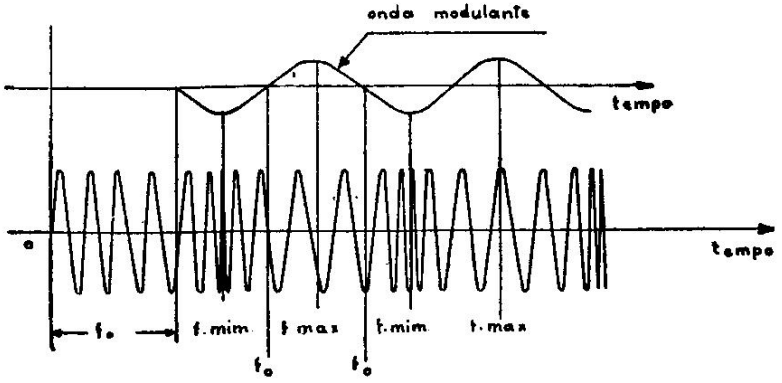


FIG. 7 – *Modulazione di frequenza.*

La deviazione di frequenza Δf è proporzionale al valore massimo del segnale, mentre la rapidità con cui avviene tale deviazione è proporzionale alla frequenza del segnale.

Nel caso di modulazione con una sola frequenza sinusoidale di valore F (e di pulsazione $2\pi F = \Omega$), nell'equazione [1] della lettera *a*), dovremo sostituire alla velocità ω del vettore ruotante, che nella modulazione di ampiezza è costante, una velocità angolare istantanea ω_i variabile secondo la legge:

$$\omega_i = 2\pi f_i = \omega + 2\pi\Delta f \cos \Omega t \qquad [5]$$

Per la nota legge che lega velocità, tempo e angolo, si ha anche:

$$\omega_i = \frac{\delta t}{\delta a} \qquad [6]$$

posto che a sia l'angolo percorso dal vettore ruotante.

Dalla [6] si ha che

$$a = \int_0^t \omega_i \delta t \qquad [7]$$

e sostituendo nella [7] il valore di ω_i dato alla [5], risolvendo l'integrale si ha:

$$a = \int_0^t (\omega + 2\pi\ \Delta f \cos \Omega\, t)\ \delta t = \omega t + \frac{2\pi\ \Delta f}{\Omega} \operatorname{sen} \Omega\, t \qquad [8]$$

Nella equazione [1] il prodotto ωt (trascurando la fase φ che possiamo considerare uguale a zero) non è altro che l'angolo di cui ruota il vettore E. A tale prodotto si dovrà pertanto sostituire il valore di a ora trovato:

$$e = E \operatorname{sen} (\omega t + \frac{2\pi\ \Delta f}{\Omega} \operatorname{sen} \Omega t) \qquad [9]$$

che è l'espressione di un'onda modulata in frequenza con frequenza modulante sinusoidale $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ e con deviazione di frequenza Δf.

Al fattore $\frac{2\pi\ \Delta f}{\Omega} = \frac{2\pi\ \Delta f}{2\pi F} = \frac{\Delta f}{F}$ si dà il nome di indice di modulazione e si indica con mf. Esso è, come si vede, inversamente proporzionale alla frequenza modulante.

A prima vista potrebbe sembrare che la banda occupata da un'onda modulata in frequenza possa essere limitata all'intervallo $2\Delta f$.

La larghezza di banda è invece teoricamente infinita.

Si giunge a tale conclusione per mezzo di sviluppi matematici della [9] che si valgono delle funzioni di Bessel. Fisicamente si può intuire ciò pensando che nel passaggio graduale e continuo da un valore di frequenza all'altro, la forma dell'onda portante è continuamente variabile e *non è sinusoidale*. Dovrà perciò contenere frequenze diverse da quella emessa in ogni istante. Tali frequenze laterali sono simmetriche rispetto alla frequenza di riposo e il loro numero, la loro posizione e la loro ampiezza dipendono dal valore dell'indice di modulazione mf.

All'atto pratico si definisce una larghezza di banda per modulazione complessa con l'intervallo di frequenze, poste a cavallo della portante, al di fuori del quale l'ampiezza delle frequenze laterali è trascurabile in relazione al tipo di comunicazione da effettuare. Mediamente si adotta il valore del 5 % della portante per le due frequenze laterali estreme.

Più comunemente il valore totale B della banda di modulazione viene considerato uguale a:

$$B = 2(\Delta f + F) \qquad [10]$$

d) – *Modulazione di fase* (mp).

Se, nell'equazione [1] lasciando invariati E ed ω, imprimiamo alla fase φ una variazione intorno al suo valore iniziale, con il ritmo del segnale modulante, otterremo un'onda modulata di fase. Supponiamo al solito che il segnale sia di frequenza $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ e di forma sinusoidale. La fase istantanea φ_i varierà con la legge

$$\varphi_i = \varphi_0 + \Delta\varphi \text{ sen } 2\pi F t \qquad [11]$$

dove φ_0 è il valore iniziale della fase e cioè il valore della fase in assenza di modulazione.

Se per semplicità supponiamo che φ_0 sia uguale a zero, la [1] diviene:

$$e = E \text{ sen } (\omega t + \Delta\varphi \text{ sen } \Omega t) \qquad [12]$$

Il valore di $\Delta\varphi$ si esprime in radianti e si indica con mp.

L'equazione [12] è identica come forma alla [9] trovata per l'onda modulata in frequenza. La sola differenza sta nel significato dell'indice di modulazione nei due casi. In modulazione di fase l'indice di modulazione è indipendente dalla frequenza modulante. La modulazione di fase contiene in sè anche una modulazione di frequenza e viceversa.

Confrontando i due indici di modulazione e supponendoli uguali si ha:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta f}{F}. \qquad [13]$$

Il significato importante della [13] è che è possibile passare da modulazione di fase a modulazione di frequenza semplicemente rendendo la deviazione di fase inversamente proporzionale alla frequenza modulante.

Infatti la modulazione di fase viene quasi esclusivamente utilizzata per ottenere la modulazione di frequenza.

In m. f. il Δf può essere di valore qualsiasi e viene stabilito in base a considerazioni varie, mentre in mp il valore del Δf non può superare, in relazione ai metodi pratici di realizzazione di essa, i 0,5 radianti ($\Delta f \backsim 30°$) perchè oltre tale valore si verificano distorsioni di entità inaccettabile.

In tutti i sistemi di modulazione di fase è possibile ottenere l'oscillazione portante con un sistema non legato alla modulazione. Per esempio può essere impiegato un oscillatore a quarzo e cioè a frequenza fissa. Ciò rappresenta un vantaggio nei riguardi della semplicità costruttiva. Inoltre il passaggio da modulazione di fase a modulazione di frequenza è ottenibile molto semplicemente con l'uso di un circuito composto di resistenza e capacità in serie nel circuito di modulazione. Tale circuito presenta un'impedenza maggiore alle frequenze più basse e viceversa.

Al paragrafo 405. f) saranno chiariti alcuni aspetti della modulazione di fase.

Agli effetti energetici la modulazione di frequenza e la modulazione di fase presentano la seguente particolarità:

— essendo l'ampiezza dell'onda radio, costante nel tempo, la variazione della frequenza o della fase possono essere ottenute senza alcun dispendio di energia. In altri termini, contrariamente alla modulazione di ampiezza, l'energia contenuta nell'onda radio è la stessa sia durante la modulazione che in assenza di modulazione;

— mentre in modulazione di ampiezza l'onda portante resta invariata e l'energia di modulazione viene portata dalle bande laterali, negli altri due tipi di modulazione l'energia di modulazione è ugualmente contenuta nelle bande laterali, ma a spese della portante, che diminuisce in ampiezza tanto più quanto più elevato è l'indice di modulazione.

Ne consegue che il modulatore per modulazione di fase o di frequenza dovrà generare la sola energia occorrente, a vincere le resistenze passive e al funzionamento del tubo modulatore. Tale energia è una piccolissima frazione di quella fornita dal trasmettitore all'antenna.

e) – *Il « canale a radiofrequenza »*.

Tutti i tipi di modulazione danno luogo in definitiva all'emissione di un gruppo di frequenze i cui valori sono a cavallo del valore della frequenza portante. I circuiti finali del trasmettitore dovranno essere in grado di far passare tutte le frequenze suddette senza variarne l'ampiezza relativa, cioè senza distorsioni di frequenza. Ciò non è difficile da ottenere poichè lo scarto tra la minima e la massima frequenza (larghezza di banda) è sempre una piccolissima percentuale della frequenza portante.

Anche il ricevitore dovrà essere capace di ricevere tutte le frequenze della banda di modulazione trasmesse per poter fedelmente riprodurre il segnale. Se si tiene conto della impossibilità di mantenere assolutamente invariato il valore della frequenza portante si vede come sia necessario poter ricevere una banda di frequenza alquanto maggiore di quella causata dalla modulazione. È necessario aumentare ancora la larghezza di banda perchè la lettura di una frequenza è soggetta ad un certo grado di imprecisione. In definitiva lo spazio dello spettro di radiofrequenza riservato ad una comunicazione radio, dipenderà dal tipo di modulazione, dalla precisione e dalla stabilità della frequenza portante.

Per garantire la comunicazione stessa nei soli riguardi dei tre fattori suddetti, ogni frequenza di lavoro, presuppone l'esistenza di un *canale* la cui larghezza è definita a seconda dei casi ed entro il quale deve avvenire la comunicazione.

Ne consegue che le frequenze di lavoro debbono essere opportunamente distanziate l'una dall'altra.

Per questo argomento vedere il paragrafo 409.

f) – *Tipi di emissione.*

Elenchiamo le principali sigle distintive dei diversi tipi di emissione, secondo le convenzioni internazionali. Poichè tali sigle si incontrano spesso in pratica, è bene che sia ricordato il significato di quelle più comunemente usate.

Nella tabella che segue sono indicate anche le larghezze di banda, relative ad ogni emissione. Tenere presente che la larghezza del canale è sempre superiore alla larghezza di banda.

Tipo di emissione	Condizione di servizio	Sigla	Larghezza di banda in Kc/s
– R. T. manuale ad onde persistenti (CW)	75 caratteri al minuto	A_1	0,1
– R. T. automatica ad onde persistenti (CW)	750 caratteri al min.	A_1	1
– R. T. manuale ad onde modulate (MCW)	150 caratteri al min.	A_2	2
– Radiotelefonia	Servizio commerc.	A_3	6
– Radiodiffusione	Alta qualità	A_3	10
– Facsimile	——	A_4	5
– Radiotelescrivente a spostamento di frequenza	425 c/s 420 car/min	F_1	1,5
– Radiotelefonia a modulazione di frequenza	Conversazione	F_3	$40 \div 100$
– Radiodiffusione a modulazione di frequenza	Alta qualità	F_3	150
– Facsimile	——	F_4	25

404. Metodi di rivelazione (demodulazione).

a) – *Rivelazione della modulazione di ampiezza.*

La rivelazione è quell'operazione che serve in ricezione a separare la tensione del segnale dalla sua onda portante, cioè a rivelare l'informazione contenuta in un'onda radio e renderla sotto forma di grandezza elettrica utilizzabile.

Nel caso di modulazione di ampiezza questa operazione viene eseguita di preferenza con un elemento « unilaterale ». Questo è un dispositivo che lascia passare corrente in un solo senso. Tale è il diodo, il triodo in determinate condizioni di lavoro, alcuni cristalli come la galena, i cristalli di germanio, ecc.

Il principio di funzionamento è semplice. La tensione a radiofrequenza viene « rettificata » eliminando tutte le semionde di uno stesso segno. L'elemento semiconduttore lascia passare per esempio tutte le semionde positive mentre presenta resistenza infinita o grandissima alle semionde negative. Si avrà così una tensione il cui valore medio sarà diverso da zero (mentre il valore medio di qualunque tensione alternata è sempre zero).

Tale valore medio sarà però variabile proporzionalmente all'ampiezza della tensione a radiofrequenza e cioè proporzionalmente al segnale. Il circuito è completato da una capacità C la quale si carica rapidamente ad ogni semionda positiva e si scarica ad ogni semionda negativa effettuando così uno « spianamento » della tensione di uscita, e da una resistenza R che regola appunto il tempo di scarica del condensatore. Il tempo di scarica va regolato in modo che esso non sia nè troppo breve, con il che si otterrebbe uno spianamento insufficiente con conseguente basso rendimento, nè troppo lungo nel qual caso la scarica potrebbe modificare anche la forma della tensione del segnale, introducendo distorsioni.

b) – *Rivelazione per modulazione di frequenza.*

Il problema è quello di ricondurre a variazioni di ampiezza le variazioni di frequenza dell'onda portante. Le variazioni di ampiezza vengono poi rettificate come per la m. a. Viene risolto sfruttando la proprietà dei circuiti accordati di rendere una tensione massima alla frequenza di risonanza a tensioni minori allorchè la frequenza assume valori leggermente minori o maggiori di quelli della frequenza di risonanza.

Si può dire in altri termini che il circuito risonante causa « distorsioni di frequenza » facendo variare l'ampiezza della tensione per valori di frequenza diversi da quella di risonanza.

Il circuito che esegue la rivelazione per modulazione di frequenza è detto *discriminatore* ed è composto di due circuiti accordati accop-

piati induttivamente con opportuni accorgimenti. I due capi del secondario sono inviati alle placche di due diodi. Tra i due catodi dei diodi si ha il segnale rivelato e filtrato dal circuito *RC*.

Esistono vari tipi di discriminatori, ma tutti si basano sullo stesso principio ora accennato. Nella figura 8 è illustrato come viene utilizzata allo scopo la curva di risonanza di un circuito accordato.

Naturalmente si cerca di sfruttare la parte rettilinea della curva per evitare distorsioni.

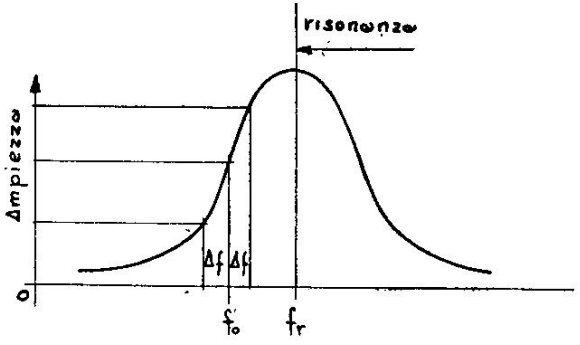


FIG. 8 - *Principio di rivelazione per m. f.*

c) - *Rivelazione dei segnali telegrafici.*

Al paragrafo 402.d) abbiamo indicato i vari sistemi telegrafici usati in trasmissione.

Per i sistemi ad un tono e a due toni, trattandosi di modulazione semplice (di ampiezza o di frequenza) viene usato in ricezione lo stesso sistema adoperato per la fonia, in quanto i « toni » sono a frequenza fonica.

Nel caso di trasmissione in radiotelescrivente, l'uscita del ricevitore, cioè il segnale fonico, deve essere inviato ad un dispositivo che ricostituisca gli impulsi a corrente continua per azionare la macchina.

Per il sistema telegrafico ad onde interrotte che è più spesso usato con il codice Morse manuale e ricezione ad udito, bisogna distinguere i due casi di onda modulata (MCW) e onda non modulata (CW).

Nel primo caso il normale rivelatore per la fonia e sufficiente poichè la frequenza modulante è una frequenza fonica.

Nel secondo caso nessun segnale può essere udito all'uscita poichè non si tratta di una modulazione fonica.

È necessario allora effettuare una vera e propria modulazione dei treni d'onda in arrivo, nello stesso ricevitore, in modo che all'uscita sia udibile il segnale telegrafico sotto forma di impulsi a frequenza fonica.

Il dispositivo usato è il cosiddetto « oscillatore di nota » che è un oscillatore con una frequenza di valore leggermente diverso dal valore della frequenza intermedia del ricevitore. Le due frequenze, frequenza intermedia e frequenza dell'oscillatore vengono fatte « battere » cioè vengono sovrapposte, ottenendo all'uscita una frequenza pari alla loro differenza.

L'oscillatore di nota viene fatto di solito di frequenza leggermente variabile in più e in meno della media frequenza, per poter disporre di una nota di frequenza variabile secondo le preferenze dell'operatore.

Il sistema a spostamento di frequenza potrebbe essere rivelato nel modo ora descritto ottenendo per ognuna delle due radiofrequenze in arrivo, una diversa nota all'uscita. All'atto pratico ciò non dà risultati molto soddisfacenti a causa della instabilità delle varie frequenze ed è necessario usare ricevitori speciali appositamente progettati.

405. Controllo della stabilità della frequenza.

a) - *Generalità.*

Le cause principali della instabilità della frequenza generata a mezzo tubi elettronici e circuiti risonanti, risiedono nelle variazioni di temperatura che modificano i valori delle induttanze e delle capacità e nelle variazioni delle tensioni di alimentazione dei tubi che ne modificano le condizioni di lavoro e le capacità interelettrodiche.

Poichè è difficile rendere perfettamente costanti le temperature e le condizioni di lavoro dei tubi, si ricorre alla stabilizzazione indiretta della frequenza, con dispositivi che reagiscono alle variazioni di frequenza introducendo parametri che vi si oppongono, nel circuito generatore.

Oppure vengono impiegati dispositivi che risultino di per sè insensibili alle cause di variazione e capaci di generare frequenze di valore invariabile o quasi. Tali sono i cristalli di quarzo.

Le esigenze della stabilizzazione della frequenza si fanno sempre più severe man mano che va aumentando la frequenza di lavoro.

È facile rendersi conto del perchè di quanto sopra: supponiamo che la larghezza del canale sia sempre uguale e pari a 0,1 Mc/s. Disponendo di un circuito generatore pilota che consenta una precisione

dell'ordine di 10^{-4} (variazione massima di uno su diecimila) alla frequenza di 30 Mc/s il massimo errore sarà compreso fra 3000 cicli al secondo in più e 3000 in meno del valore nominale. Poichè la larghezza del canale è 0,1 Mc/s e cioè 100.000 cicli al secondo, la variazione dovuta all'errore sarà al massimo il 6 % della larghezza del canale. Si intuisce che l'errore non sarà molto sentito.

Se invece la frequenza nominale è di 300 Mc/s l'errore sarà compreso tra ± 30.000 cicli al secondo e sarà il 60 % della larghezza del canale. Per avere lo stesso risultato come nel caso precedente dovremo o allargare il canale portandolo ad 1 Mc/s oppure aumentare la precisione fino a 10^{-5}. Tra le due soluzioni evidentemente la seconda è la più conveniente perchè canali di 1 Mc/s consentono una bassa « densità delle trasmissioni », cioè un basso numero totale di canali contemporanei sulla stessa zona di terreno.

All'atto pratico si procede aumentando la precisione della frequenza via via che il valore di questa aumenta e contemporaneamente, nelle gamme più alte, la spaziatura dei canali viene aumentata per render meno gravosa la stabilizzazione, oltre che per altre ragioni.

b) – *Oscillatore libero (M. O.).*

Un circuito risonante può essere portato a lavorare su di una frequenza qualsiasi, compresa entro determinati limiti. Può essere cioè « accordato ». L'accordo può essere ottenuto variando la capacità o l'induttanza componenti il circuito (fig. 9).

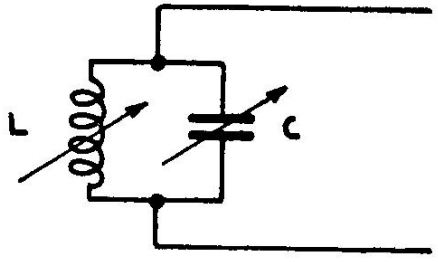


FIG. 9 – *Circuito risonante a frequenza variabile con continuità.*

Le variazioni di induttanza o di capacità sono perciò « continue » tra i valori minimi e massimi consentiti dalle caratteristiche costruttive.

Di solito si preferisce variare la capacità e si adottano allo scopo i ben noti condensatori variabili a lamine multiple intersecantesi. La variazione della frequenza di accordo è compresa fra i due valori:

$$f_{min} = \frac{I}{2\pi\sqrt{LC_{max}}} \; ; \; f_{max} = \frac{I}{2\pi\sqrt{LC_{min}}}$$

dove C_{max} è la capacità del condensatore tutto chiuso e C_{min} è la capacità del condensatore tutto aperto. Quest'ultima non è mai zero a causa delle capacità residue esistenti fra rotore e statore.

Il sistema ora descritto è la base di qualunque dispositivo atto a modificare la frequenza di lavoro dei trasmettitori e dei ricevitori.

Quando non si ritiene necessaria un'alta precisione (ad esempio nel campo delle onde più lunghe) e non viene perciò adottato nessun particolare dispositivo di stabilizzazione, il sistema è detto ad oscillatore libero (o M.O. dall'inglese Master Oscillator). Tale dizione è limitata al campo trasmettitori. Con opportuni accorgimenti la variazione di frequenza può essere ridotta a valori di $1 : 10^3$ ed anche inferiore.

c) – *Controllo a quarzo.*

Una lamina di cristallo di quarzo ha la proprietà di sviluppare cariche elettriche se sottoposta ad una pressione meccanica e viceversa di deformarsi se sottoposta ad un campo elettrico. È possibile perciò ottenere un'oscillazione meccanica della lamina applicandovi un'oscillazione elettrica. In determinate condizioni il cristallo entra in risonanza, allo stesso modo di un circuito oscillante. L'oscillazione ha però il vantaggio di una elevatissima stabilità di frequenza. La precisione di lavorazione e il sistema di taglio del cristallo influiscono molto sulla stabilità dell'oscillazione e pertanto il quarzo viene lavorato con sistemi analoghi a quelli usati per i cristalli impiegati in ottica.

Se poniamo un cristallo di quarzo al posto del circuito risonante *LC* di un oscillatore a valvola di tipo adatto otterremo un oscillatore controllato a quarzo che presenta appunto una stabilità e una costanza della frequenza di oscillazione di grado elevatissimo. Le variazioni di frequenza possono raggiungere valori piccolissimi come 1 parte su 10^6.

Per contro tale sistema presenta delle limitazioni nel passaggio dall'una all'altra frequenza di lavoro in quanto è evidentemente necessario sostituire il quarzo. Per poter generare le frequenze relative a tutti i canali possibili di un trasmettitore è in genere necessario disporre di un numero elevatissimo di cristalli, uno per ciascuna frequenza relativa ad ogni canale.

d) – *Stabilizzazione per modulazione di ampiezza.*

Alle frequenze più basse è raramente usato il quarzo nelle stazioni di potenza relativamente piccola.

La stabilizzazione di frequenza viene ottenuta stabilizzando le tensioni di alimentazione dei tubi e con sistemi di compensazione e stabilizzazione della temperatura. Devono inoltre essere adottati circuiti che abbiano alto fattore di merito e cioè alto rendimento.

In molti casi i due sistemi, ad oscillatore libero ed a quarzo, vengono abbinati nello stesso trasmettitore dando la possibilità di usare indipendentemente l'uno o l'altro.

e) – *Stabilizzazione per modulazione di frequenza.*

Allorchè la modulazione di frequenza è ottenuta con tubo di reattanza, la stabilizzazione con quarzo nel circuito pilota non è evidentemente possibile. La quasi invariabilità della frequenza del quarzo non consentirebbe la modulazione.

Le variazioni della frequenza generata vengono allora compensate con il principio dei regolatori impiegati in molti campi dell'ingegneria. Ad ogni variazione casuale in più si fa corrispondere una reazione che costringa ad una diminuzione e viceversa.

Tenuto presente che le variazioni occasionali di frequenza non sono mai rapide, bensì lentissime se confrontate con le variazioni prodotte dalla modulazione, si è potuto adottare un sistema di stabilizzazione che utilizza un circuito discriminatore come quello usato per demodulare, e che va a comandare il generatore di oscillazioni.

f) – *Stabilizzazione per modulazione di fase.*

Nel caso in cui la modulazione di frequenza sia ottenuta per trasformazione della modulazione di fase, le cose risultano molto più semplici, potendosi controllare il circuito pilota con cristalli di quarzo. Sorgono però altri problemi cui accenneremo anche se non riguardano in modo specifico la stabilizzazione.

Per ottenere i vantaggi della modulazione di frequenza nei riguardi dei disturbi, è necessario fra l'altro che la deviazione di frequenza causata dalla modulazione abbia un valore relativamente grande.

Se la Δf è generata da una variazione di fase $\Delta\varphi$, sarebbe necessario allora fare grande quest'ultima. Ciò causa però distorsioni per scarsa « linearità » della modulazione. Si è perciò costretti a produrre piccole variazioni di fase, a trasformarle subito in piccole variazioni di una frequenza centrale molto più bassa di quella necessaria, ed infine ad eseguire una moltiplicazione di frequenza con alti fattori di moltiplicazione. In tal modo viene aumentata anche la deviazione di frequenza.

Facciamo un esempio numerico a chiarimento di quanto sopra. Supponiamo di dover ottenere una frequenza di lavoro f_0 di 120 Mc/s con una deviazione massima Δf di 48 Kc/s in più e in meno e che la massima deviazione di fase non possa superare $\pm$ 0,5 radianti. La massima frequenza di modulazione F_m sia di 4000 cicli al secondo.

La deviazione di frequenza ottenibile nel passaggio da modulazione di fase a modulazione di frequenza è data dalla formula [13]

$$\Delta f = 0{,}5 \times 4000 = 2000 \text{ c/s} = 2 \text{ Kc/s}.$$

Per ottenere i 48 Kc/s di deviazione dovremo moltiplicare per 24. Dovremo perciò partire da una frequenza del pilota di 120/24 = 5 Mc/s ed interporre degli stadi moltiplicatori che moltiplicano sia f_0 che Δf per 24.

Quando il fattore di moltiplicazione di un trasmettitore è elevato sorgono però altri inconvenienti dovuti al grande numero di stadi occorrenti (difficoltà di accordo) ed alle frequenze « spurie » emesse dal trasmettitore (interferenze con i ricevitori vicini).

g) – *Stabilizzazione della frequenza nei ricevitori.*

Per stabilità di frequenza di un ricevitore supereterodina deve intendersi la stabilità nel valore della sua frequenza intermedia supposta invariabile ogni frequenza ricevuta.

Gli stadi amplificatori di media frequenza sono a circuiti accordati e la loro regolazione non può essere fatta dall'esterno ma soltanto in sede di taratura. La stabilizzazione della media frequenza può ottenersi soltanto stabilizzando l'oscillatore locale e adottando circuiti selettori di qualità intrinseche tali da ridurre al minimo le variazioni delle proprie costanti.

Nei ricevitori per onde molto corte si adotta talora una doppia conversione di frequenza. In tal caso, dei due oscillatori occorrenti, uno viene fatto lavorare a frequenza fissa e viene controllato a quarzo.

Il secondo oscillatore locale è a frequenza variabile che battendo con la prima media frequenza variabile genera la seconda media frequenza di valore fisso.

Nei ricevitori a canali predisposti, cioè non a sintonia continua, l'oscillatore locale può essere dotato di un quarzo per ciascun canale.

406. Allineamento degli stadi.

a) – *Generalità.*

Per allineamento si intende un complesso di operazioni di messa a punto da effettuare sui circuiti degli apparati durante il loro funzionamento.

Le operazioni suddette sono svariatissime a secondo del tipo di apparato ed in relazione al concetto costruttivo seguito dal progettista. Sono di carattere sostanzialmente diverso a seconda che si tratti di trasmettitori o di ricevitori.

Le manovre da effettuare per l'allineamento sono di due ordini:

1) manovre per le regolazioni all'interno degli apparati per le quali occorre personale appositamente addestrato e attrezzature adatte. Tali manovre sono in genere di carattere stabile, cioè, una volta effettuate non devono più essere modificate se non intervengono degradazioni occasionali della bontà dell'allineamento;

2) manovre per le regolazioni con comandi esterni eseguite normalmente dall'operatore. In genere non richiedono attrezzature speciali essendo facilitate dall'esistenza di appositi strumenti e altre indicazioni sui pannelli di comando degli apparati.

In tutti i casi l'allineamento va eseguito con la massima accuratezza possibile e seguendo alla lettera le apposite istruzioni. Regolazioni mal fatte possono menomare grandemente l'efficienza del collegamento, o addirittura annullarla e possono causare danni agli apparati.

L'allineamento di un ricevitore consiste nel predisporre le cose in modo che su tutta la gamma di frequenza si abbiano la massima sensibilità, la massima precisione di lettura della frequenza sulla scala, il massimo rendimento degli stadi di media frequenza.

b) – *Stadi indipendenti.*

Il sistema a stadi accordati separatamente tende a scomparire anche nei trasmettitori per far posto a sistemi che consentano una più rapida e più precisa manovra di allineamento.

Si tende cioè a fare in modo che l'operatore non sia gravato di responsabilità circa il perfetto funzionamento degli apparati ma soltanto del loro corretto impiego, mentre è il radiomontatore che deve predisporre tutti i circuiti secondo le norme previste dalle istruzioni tecniche. Ciò comporta una costruzione più complessa sia elettricamente che meccanicamente, ma soddisfa meglio alle esigenze di impiego dei mezzi radio.

Nei trasmettitori per onde corte (HF) l'allineamento (detto anche accordo o taratura) è ancora ottenuto quasi del tutto con manovre esterne, effettuate dall'operatore. Queste manovre sono, nell'ordine, le seguenti:

— accordo dello stadio pilota. Se questo è controllato a quarzo la manovra è alquanto semplificata;

— accordo degli stadi amplificatori e moltiplicatori, se esistono;

— accordo dello stadio finale con il carico d'antenna escluso;

— inserimento dell'antenna e accordo dell'accoppiamento d'antenna per la massima uscita;

— eventuali ritocchi di tutte le operazioni.

Le indicazioni degli strumenti vanno controllate con l'ausilio di apposite tabelle. Per molti trasmettitori è previsto l'uso del frequenzimetro.

c) – *Comando unico.*

Nella maggior parte delle stazioni di piccola potenza, nelle quali il numero degli stadi è limitatissimo, e nelle stazioni per onde ultracorte (VHF) a modulazione di frequenza, che richiedono una facile manovrabilità, tutti i comandi del trasmettitore sono meccanicamente collegati in modo che con una sola manovra è possibile cambiare la frequenza di lavoro.

Una manovra che non può essere inclusa nel comando unico è l'accordo d'antenna, sia perchè le condizioni di emissione di una stessa antenna, per esempio a stilo, variano con la frequenza, sia perchè con una stessa stazione possono essere usati vari tipi di antenna con caratteristiche diverse, sia infine perchè è sempre indispensabile apportare piccole variazioni di accoppiamento e di accordo indipendenti dall'allineamento degli stadi del trasmettitore.

La realizzazione del comando unico è in genere ottenuta collegando meccanicamente gli assi dei vari condensatori variabili.

Ciò comporta un allineamento preventivo per fare in modo che le singole variazioni di capacità siano tutte della voluta entità per ogni posizione del comando esterno. Tale « messa in passo » si ottiene di solito con capacità aggiuntive di valore semifisso che vengono ritoccate soltanto in sede di taratura.

d) – *Stazioni isoonda.*

Con il termine stazione isoonda si indica un apparato ricetrasmittente nel quale la frequenza di lavoro è uguale sia per la parte trasmittente sia per la parte ricevente. La frequenza viene stabilita con un solo comando.

Spesso alcuni circuiti sono addirittura in comune, ciò essendo reso possibile dal fatto che il funzionamento è in « semplice » (si può soltanto trasmettere o soltanto ricevere).

La commutazione ricezione-trasmissione è ottenuta con un comando esterno che inserisce e attiva i relativi circuiti e che spesso, nelle stazioni in fonia, è fissato per comodità sull'impugnatura del microfono.

Le stazioni isoonda contengono sempre un dispositivo che consente all'operatore di controllare se l'allineamento del ricevitore e quello del trasmettitore sono perfettamente corrispondenti e di poter eseguire piccoli aggiustamenti esterni per perfezionare tale corrispondenza.

Il suddetto dispositivo (controllo isoonda) può essere più o meno complesso ma consiste sostanzialmente in un oscillatore di nota come quello descritto al paragrafo 404.c).

Con apposito comando vengono fatti funzionare il ricevitore e parte del trasmettitore, contemporaneamente. La radio frequenza di trasmissione (non modulata) viene così ricevuta dal ricevitore e resa udibile a mezzo dei battimenti fra media frequenza e frequenza dell'oscillatore di nota. Le piccole differenze di sintonia del ricevitore vengono compensate azzerando i battimenti, facendo cioè coincidere esattamente le due frequenze.

Le correzioni possono essere apportate sia al ricevitore che al trasmettitore.

Poichè in genere è possibile lavorare in isoonda con qualunque tipo di stazione con trasmettitore e ricevitore separati, le stazioni radio costruite in modo tale che possano funzionare esclusivamente in isoonda vengono chiamate, nel linguaggio corrente « stazioni isoonda per costruzione ».

e) – *I canali predisposti.*

Per ottenere un rapidissimo cambiamento della frequenza di lavoro e per evitare al massimo le interferenze dovute alla inesatta lettura della frequenza di lavoro, le stazioni campali sono in taluni casi progettate in modo che con una semplicissima manovra esterna sia possibile stabilire un certo numero di frequenze di lavoro preventivamente predisposte. In genere ciò comporta l'uso dei quarzi. Nella stazione sono stabilmente inseriti tanti quarzi o serie di quarzi per quanti sono i canali predisposti e tutti i circuiti di sintonia e allineamento sono sezionati e commutabili per mezzo della manovra esterna suddetta.

La predisposizione dei canali è possibile anche nelle stazioni isoonda.

I principali vantaggi e svantaggi del sistema sono:

Vantaggi:

1) il valore della frequenza di lavoro non risente di errori soggettivi ed è sicuramente invariabile;

2) la manovra dell'operatore si riduce al movimento del comando meccanico che commuta i vari circuiti (chiavetta, pulsante, manopola a scatti, ecc.). Al massimo sarà necessario un aggiustamento dei circuiti d'aereo. Ciò significa facilità di addestramento del personale operatore;

3) rapido cambiamento della frequenza di lavoro e quindi possibilità di organizzare reti complesse di buona flessibilità d'impiego.

Svantaggi:

1) l'allineamento dei circuiti di ciascun canale è operazione complessa e richiede un relativamente alto grado di addestramento del personale radiomontatore;

2) l'elevato numero di quarzi occorrenti, oltre a comportare una spesa notevole, costringe ad una « manovra delle froquenze » organizzativamente delicata e difficile, specialmente per alte densità delle trasmissioni;

3) in presenza di interferenze non eliminabili e di disturbo nemico organizzato, l'impossibilità di eseguire piccole variazioni della frequenza di lavoro menoma grandemente l'efficienza del collegamento.

•407. Requisiti elettrici fondamentali dei trasmettitori.

a) – *Potenza di uscita.*

Si indica come *potenza nominale di uscita* la massima potenza elettrica (radiofrequenza) che lo stadio finale del trasmettitore è capace di fornire all'alimentatore di antenna, nelle migliori condizioni di funzionamento dei vari organi.

La potenza che viene invece effettivamente fornita è in genere di poco minore e può variare al variare della frequenza, specialmente ai due limiti della gamma, e al variare dell'età dei tubi e delle condizioni ambientali, specialmente di umidità.

La potenza di uscita è uno dei dati più importanti per l'impiego del trasmettitore in quanto essa determina o condiziona la portata raggiungibile.

La potenza è inoltre fattore determinante del peso, ingombro, tipo e potenza di alimentazione del trasmettitore, in sede costruttiva.

Lo scarto massimo ammissibile tra potenza nominale e potenza effettiva è di qualche percento della prima. Quando le misure indicano uno scarto eccessivo occorrerebbe ricercare le cause e provvedere alla loro eliminazione.

Il valore della potenza irradiata non si identifica mai con il valore della potenza di uscita, ma è di molto inferiore a causa delle perdite nell'alimentatore e nella stessa antenna. Essa varia anche con il tipo di antenna usata. Per tali ragioni la misura della potenza di uscita viene effettuata con l'uso di un'antenna standard detta *antenna fittizia* (diversa per ogni tipo di trasmettitore) che riproduce per quanto è possibile un'antenna ideale e la cui dissipazione corrisponde alla sola perdita per irradiazione di quest'ultima.

Tale antenna ha anche il vantaggio di non irradiare durante le operazioni di allineamento, il che può essere importante ai fini di eludere l'intercettazione.

b) – *Impedenza di uscita.*

L'impedenza di uscita è determinata dal tipo di antenna usata e dal modo di alimentazione di questa poichè, come è noto, il migliore

trasferimento di energia tra due circuiti accoppiati si ha quando le impedenze dei due circuiti sono coniugate. Ne consegue la necessità di rendere variabile il valore dell'impedenza di uscita per ottenere le migliori condizioni di trasferimento per svariati tipi di alimentatori e di antenne.

La più bassa impedenza di un'antenna semplice (vedi Sezione II) è di circa 40 ohm per lo stilo in quarto d'onda e la più alta è di qualche migliaio di ohm per antenna in semionda alimentata di estremità.

Quando è necessario disporre di valori di impedenza di tale diversità si ricorre a più circuiti di accoppiamento commutabili a seconda della antenna da usare.

Nei trasmettitori che usano soltanto uno o due tipi di antenna basta poter regolare l'impedenza del circuito di uscita entro i limiti sufficientemente ristretti. La regolazione si ottiene in genere con variazioni di induttanza o di capacità.

La impedenza di uscita può essere, a seconda delle linee di alimentazione e delle antenne che debbono essere usate, del tipo *sbilanciato* o del tipo *bilanciato*.

I due termini si riferiscono alla simmetria elettrica del circuito verso massa o verso terra, simmetria determinata dalla forma costruttiva adottata.

Così si dice bilanciato un circuito in cui esiste un punto che lo divide in due parti aventi (ciascuna simmetricamente con l'altra) uguale impedenza verso massa o verso terra ed eguale impedenza propria.

In genere per circuito sbilanciato si intende quel circuito di cui una estremità è direttamente collegata a massa o a terra.

Nel caso di alimentatore di antenna, per esempio, la linea bifilare è bilanciata mentre il cavo coassiale è sbilanciato.

c) – *Larghezza di banda.*

La larghezza di banda di un trasmettitore è la larghezza del gruppo di frequenze prodotte dalla modulazione, nell'interno della frequenza portante.

Tutte le frequenze della banda debbono essere trasmesse senza reciproca attenuazione ed in genere ciò non è difficile perchè basta regolare opportunamente il grado di accoppiamento tra i vari circuiti a radiofrequenza e dimensionare i circuiti stessi secondo alcune regole.

Tutto ciò viene fatto in sede costruttiva e il valore della larghezza di banda non è di regola passibile di variazione nè con manovre esterne nè con regolazioni interne.

Salvo casi specialissimi la banda di frequenza è data da una curva frequenza–ampiezza che è simmetrica rispetto alla frequenza portante. Nei trasmettitori radiofonici di tipi militare per m. a. è sufficiente che vengano trasmesse tutte le frequenze fondamentali della voce e cioè da circa 150 a 3000 cicli al secondo. Una buona riproduzione si ha anche trasmettendo le frequenze da 200 a 2500 cicli. Pertanto nel caso di modulazione di ampiezza la larghezza di banda totale sarà di 5000 ÷ 6000 c/s. Il canale occorrente varia da 15 a 25 Kc secondo il tipo di stazione.

In modulazione di frequenza invece le frequenze laterali della banda sono in relazione sia con la frequenza di modulazione che con la massima deviazione di frequenza.

Nelle stazioni campali militari che hanno deviazioni di frequenze comprese tra 15 e 40 Kc/s in più e in meno, e frequenze di modulazione che non superano i 5000 c/s, la larghezza di banda va da 40 a 100 Kc/s circa. Il canale viene stabilito di 100 Kc/s o 200 Kc/s secondo il tipo e secondo la gamma di frequenza della stazione.

d) – *Stabilità e precisione di frequenza.*

A completamento di quanto già detto al paragrafo 405 si definisce come stabilità di frequenza la misura delle variazioni in più o in meno del valore della frequenza portante durante un tempo sufficientemente lungo. Tale misura è data in percento o in altra frazione minore della unità. Ad esempio una stabilità del ± 0,02 % significa che le variazioni occasionali della frequenza portante non superano i due cicli ogni 10.000. Si usa anche la scrittura $\pm\ 2.10^{-4}$.

È evidente che per misurare la stabilità occorrerebbe riferirsi ad un valore invariabile di frequenza. Non essendo possibile praticamente produrre una frequenza di valore assolutamente costante, sorge la necessità di definire anche una « precisione » di frequenza che indichi quale approssimazione deve avere la frequenza di lavoro rispetto al valore nominale stabilito.

Poichè la causa principale di variazione è la temperatura, viene stabilita una temperatura di riferimento per la misura della precisione e una escursione di temperatura per la misura della stabilità.

Facciamo un esempio e supponiamo per il momento di disporre di un misuratore (frequenzimetro) la cui precisione di lettura della frequenza sia assoluta. L'imprecisione di frequenza massima ammissibile sia di una parte su 10.000 ($\pm\ 10^{-4}$) alla temperatura di 20° e la stabilità debba essere compresa entro due parti su 1.000.000 ($\pm\ 2.10^{-6}$) per ogni grado di temperatura entro i limiti di — 10 e + 40° (escursione di temperatura = 50°).

Se la frequenza nominale di lavoro è per esempio 36 Mc/s la lettura della frequenza a 20° dovrà essere compresa tra 35,9964 e 36,0036 Mc/s.

La massima variazione di frequenza per instabilità deve essere di $\pm\ 2.10^{-6}.\ 50°\ .\ 36 = \pm\ 0{,}0036$ Mc/s.

Nelle condizioni più sfavorevoli i due errori vanno a sommarsi e pertanto la più bassa frequenza ammissibile è 35,9964 — 0,0036 = = 35,9928 Mc/s e la più alta è 36,0036 + 0,0036 = 36,0072.

Il frequenzimetro avrà una sua approssimazione nota la quale nel caso dell'esempio dovrà essere tale da consentire di apprezzare senza errore almeno i decimi di Kc.

La entità della stabilità solitamente fissata nelle norme di collaudo nella maggior parte dei trasmettitori è di $\pm$ 2.10^{-6}.C° per qualunque frequenza di lavoro.

La precisione è invece variabile con la gamma dell'apparato e precisamente si stabilisce dell'ordine di 10^{-6} per la gamma HF e dell'ordine di $\pm$ 10^{-5} per la gamma VHF.

e) – *Percentuale di modulazione.*

Questo termine riguarda più appropriatamente la modulazione di ampiezza, in quanto nella modulazione di frequenza non è esattamente definibile una percentuale di modulazione se non premettendo determinate convenzioni, non unificate e variabili da caso a caso.

La profondità di modulazione in m. a. che si misura in percento è un indice del grado di modifica dell'onda portante. La migliore condizione agli effetti propagativi e della ricezione è quella del 100 % di modulazione.

Considerato però:

1) che la intensità dell'onda sonora non è costante, ma variabile entro limiti assai ampi;

2) che un aumento, anche lieve, oltre il 100 % produce gravi distorsioni per sovramodulazione;

si stabilisce che la percentuale di modulazione *media* non superi una certa frazione preventivamente fissata per ogni tipo di trasmettitore.

Questa varia dal 50 % all'85 % in normale esercizio. Per l'effettuazione di determinate misure, la percentuale standard è il 30 %.

Nella telegrafia ad onde interrotte, modulate o no, la percentuale di modulazione è sempre il 100 %.

f) – *Produzione di armoniche e frequenze « spurie ».*

Nei vari stadi di un trasmettitore sono sempre presenti delle frequenze indesiderabili dovute a varie cause come l'esistenza di stadi moltiplicatori, la insufficiente selettività dei circuiti, ecc.

Tali frequenze dette genericamente « spurie » possono essere armoniche (multiple o sottomultiple) della frequenza portante, oppure possono essere frequenze di combinazione (somme o differenze).

Esse possono trovare facilmente una via per raggiungere l'antenna o per irradiarsi direttamente. Tali irradiazioni indesiderate, benchè diminuiscano alquanto il rendimento totale del trasmettitore, difficilmente sono tali da danneggiare il collegamento.

Hanno invece una enorme importanza nei riguardi della densità delle trasmissioni in quanto vanno ad interferire con i ricevitori vicini limitando lo spazio disponibile nello spettro delle radiofrequenze. Pertanto esse vengono neutralizzate minimizzandole con vari sistemi come filtri, costruzione adeguata, schermaggio, ecc.

Anche per le frequenze spurie eistono prescrizioni che di volta in volta stabiliscono la loro massima intensità consentita rispetto alla intensità della fondamentale. In genere tale intensità viene indicata in decibel al disotto della portante. I valori comunemente imposti vanno da — 45 *db* (3.10^{-4} a — 60 *db* (10^{-6}).

408. Requisiti elettrici fondamentali dei ricevitori.

a) – *Sensibilità.*

La sensibilità di un ricevitore è l'attitudine a ricevere segnali di una certa intensità con sufficiente intelligibilità. Si misura in μV o in mV di tensione ai morsetti di ingresso, per un prefissato rapporto segnale/rumore o segnale/disturbo all'uscita.

La sensibilità è funzione dell'amplificazione totale di cui il ricevitore è capace, e pertanto minore è la tensione d'ingresso, a parità di rapporto segnale/rumore, maggiore è la sua sensibilità.

La tendenza costante dei progettisti è quella di rendere i ricevitori sempre più sensibili. Gli sforzi in tal senso sono compensati largamente dai vantaggi di un aumento della portata e dalla diminuzione delle potenze irradiate dai trasmettitori.

Oggi si costruiscono normalmente ricevitori per HF con sensibilità dell'ordine di qualche μV e di frazioni di μV per VHF.

La sensibilità è un dato importantissimo per la soluzione della equazione della portata (vedi Sezione III).

b) – *Rapporto segnale/rumore.*

È il rapporto fra la potenza del segnale e la potenza dei rumori indesiderabili che accompagnano il segnale e che sono generati nei tubi e nelle resistenze dello stesso ricevitore. È un indice della intelligibilità del segnale.

Non si confonda il rumore con la interferenza la quale è di origine esterna e può essere eliminata, mentre il rumore è proprio del ricevitore.

Il rapporto segnale/rumore viene misurato in *db* ($db = 10 \log \frac{P_s}{P_r}$).

La tensione di rumore è direttamente dipendente dalla larghezza di « banda passante » del ricevitore e pertanto la selettività influenza il rapporto segnale/rumore.

I valori del rapporto segnale/rumore accettabile per un servizio soddisfacente variano grandemente in dipendenza del tipo di trasmissione e cioè a seconda che trattisi di fonia, telegrafia manuale, radiotelescrivente, ponti radio, ecc.

Per le stazioni campali di minore potenza in fonia, detto rapporto è soddisfacente se è superiore a 15÷20 *db*. A 10 *db* l'intelligibilità è ancora sufficiente.

Per la telegrafia manuale sono sufficienti anche 1÷2 *db* e con operatori abili anche meno (— 3÷0 *db*).

Per la radiotelescrivente in genere sono necessari valori elevati e superiori ai 25÷30 *db*.

Per i ponti radio il valore del rapporto segnale/rumore dipende dal numero delle stazioni ripetitrici e dal numero dei circuiti fonici. In genere deve essere elevato (dai 35 ai 50 *db*).

c) – *Selettività.*

È la attitudine di un ricevitore a selezionare più o meno facilmente una emissione dall'altra su canali diversi.

Tanto più tali canali possono essere vicini, tanto maggiore è la selettività. È un indice della possibilità del ricevitore di eliminare emissioni interferenti o disturbanti a beneficio della emissione utile. Si può misurare in cicli o in chilocicli per un certo rapporto in *db* all'uscita tra emissione utile ed emissione interferente, supposte uguali le loro intensità in arrivo.

Per maggior precisione conviene disporre della curva di selettività che è una curva frequenza–risposta, simmetrica rispetto alla frequenza di sintonia e che ha andamento simile alla curva di risonanza di un circuito accordato (fig. 10).

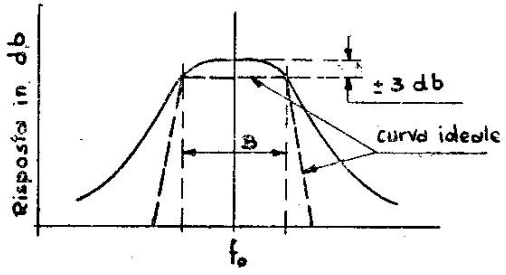


FIG. 10 – *Curva di selettività e larghezza di banda.*

La curva di selettività indica inoltre la larghezza della banda passante che nella figura è indicata con *B*.

Convenzionalmente la banda passante è definita come la banda a cavallo della frequenza di sintonia f_o entro la quale la risposta del ricevitore non varia oltre ± 3 *db* rispetto alla risposta alla frequenza f_o.

Poichè la selettività non deve in alcun modo influenzare la larghezza di banda, una curva ideale sarebbe quella a fianchi ripidi all'esterno dei punti a — 3 *db*. Infatti è soltanto la pendenza di tali fianchi che definisce la selettività.

A causa della grande varietà di curva di selettività, non è ancora chiaramente determinato un sistema razionale per definire la selettività. D'altronde l'esame della curva, se disponibile, fornisce tutte le indicazioni necessarie.

d) – *Fedeltà.*

Si indica come fedeltà l'attitudine di un ricevitore a riprodurre il segnale originario più o meno esattamente.

Qualunque dispositivo trasduttore, amplificatore, rivelatore, ecc., introduce delle « distorsioni ». Ciò significa che all'uscita del dispositivo si ritrovano delle modificazioni più o meno gravi del segnale entrante.

Le distorsioni sono di tre specie:

1) *distorsione di ampiezza,* detta anche distorsione non lineare o di forma. Si ha quando un'onda sinusoidale non conserva la propria forma, ma si presenta all'uscita del dispositivo con componenti armoniche inesistenti all'entrata;

2) *distorsione di frequenza,* detta anche di spettro. Significa che il dispositivo non si comporta uniformemente a tutte le frequenze in ingresso variando all'uscita la proporzionalità fra le loro ampiezze;

3) *distorsione di fase,* che si ha quando il dispositivo varia le relazioni di fase dell'onda in ingresso.

La più dannosa delle tre nel caso di riproduzione del suoni è la seconda e la indicazione della fedeltà di un ricevitore fa riferimento perciò alla sola distorsione di frequenza, salvo casi speciali.

Può essere tracciata una curva di fedeltà riportando in ordinate per ogni frequenza da utilizzare, i valori del rapporto fra le ampiezze in ingresso e in uscita. Le prescrizioni di solito indicano i limiti entro cui deve variare tale rapporto per un certo intervallo di frequenze acustiche.

Se per esempio si indica una fedeltà di ± 2 *db* da 200 a 3500 cicli si intende dire che per qualunque frequenza compresa fra i limiti indicati, detta *V* l'ampiezza nominale della tensione di uscita, questa non deve variare oltre i limiti di 0,8 *V* e 1,25 *V*.

e) – *Potenza di uscita.*

Dopo la rivelazione il segnale viene amplificato più o meno in relazione a quella che dovrà essere la sua utilizzazione. Pertanto la potenza che lo stadio di uscita deve fornire, va fissata opportunamente.

Per uscita in altoparlante la potenza occorrente è di qualche watt, mentre per uscita in cuffia sono sufficienti frazioni di watt.

Anche per la telegrafia la potenza occorrente è inferiore al watt.

Nello stabilire la potenza di uscita si indica anche la massima distorsione ammessa a quella potenza. Ciò perchè in genere per uno stesso stadio finale le distorsioni aumentano con l'aumentare della potenza prelevata.

La potenza di uscita indicata è sempre quella massima.

Il comando manuale di volume consente di diminuire il suo valore fino a ridurlo praticamente a zero.

f) – *Impedenza di entrata e di uscita.*

L'impedenza di entrata è l'impedenza presentata tra i morsetti di ingresso di aereo. Benchè nei ricevitori la eguaglianza di tale impedenza con quella dell'antenna non sia così importante come in altri casi, è opportuno distinguere almeno due valori; corrispondenti ai due principali tipi di antenne (o di alimentatori). Tali valori sono di solito 73 ohm, per l'aereo in mezza onda alimentato con cavo coassiale, e 300 ohm per altri tipi.

Un comando esterno consente di apportare una certa variazione nell'accordo del circuito d'ingresso per ottenere il suo massimo rendimento e per sopperire agli eventuali disaccoppiamenti.

L'impedenza di uscita del ricevitore è l'impedenza che il circuito di uscita di bassa frequenza presenta al trasduttore di uscita (altoparlante, cuffia, ecc.), In questo caso l'accoppiamento deve essere tale da fornire il massimo trasferimento di energia.

L'impedenza di un altoparlante è di qualche ohm e quella di una cuffia è dell'ordine del migliaio di ohm. Quasi tutti i ricevitori sono dotati di doppia uscita per ambedue i tipi di trasduttori. Inoltre, se è previsto l'uso di comando a distanza o comunque l'inserzione su linee telefoniche, il ricevitore deve essere dotato anche di un'uscita di 500–600 ohm corrispondente all'impedenza media di una linea telefonica.

g) – *Frequenze immagini.*

A causa della conversione di frequenza, un ricevitore supereterodina il cui stadio amplificatore di alta frequenza non sia sufficientemente selettivo, può ricevere un'emissione di frequenza diversa da quella utile, la quale viene così interferita.

Come accennato al 402.c.4), il valore della media frequenza è ottenuto per mezzo dei battimenti fra frequenza, in ingresso e frequenza dell'oscillatore locale. Ne risultano *due frequenze* di cui una è la somma e l'altra è la differenza fra le due frequenze in gioco. Gli stadi di media frequenza sono accordati su una delle due che di norma è la differenza mentre l'altra, di valore assai diverso, viene bloccata dalla selettività degli stadi di media frequenza.

Supponiamo che all'antenna ricevente giungano due emissioni le cui frequenze siano distanti fra di loro di un valore pari al doppio di quello della media frequenza. Ambedue, una per somma, l'altra per differenza, con l'oscillazione locale, produrranno la frequenza intermedia e saranno perciò ricevute contemporaneamente.

Per esempio, sia la media frequenza di 500 Kc/s e l'oscillatore locale sia predisposto per oscillare su una frequenza maggiore di 500 Kc/s della frequenza di lavoro. Se al mescolatore giungono due emissioni di 200 Kc/s e di 1200 Kc/s, la mescolazione darà luogo, accordando il ricevitore su 200 Kc/s (e quindi con oscillatore locale funzionante a 700 Kc/s), a 700 + 200 = 900 Kc/s e 700 — 200 = 500 Kc/s per la prima emissione, ed a 1200 + 700 = 1900 Kc/s e 1200 — 700 = 500 Kc/s per la seconda emissione. Le due frequenze di 900 e di 1900 non possono essere ricevute perchè arrestate dai circuiti di media frequenza, ma le due frequenze di 500 Kc/s giungeranno al rivelatore e saranno ricevute.

Tutto ciò causa una interferenza detta di frequenza immagine. Essa può essere eliminata soltanto se gli stadi precedenti alla mescolazione sono sufficientemente selettivi, e può essere ridotta facendo lavorare l'oscillatore locale con una scarto di frequenza opportunamente scelto e con il sistema della doppia conversione di cui si è accennato al paragrafo 405.g).

Comunque un dato del ricevitore che viene normalmente prestabilito è il *rapporto di frequenza immagine* che indica in quali proporzioni deve essere l'ampiezza della frequenza immagine rispetto alla frequenza utile e viceversa. Viene indicato in *db* ed il suo valore normale va da 50 a 70 *db* (rapporto di tensioni).

409. Il materiale radio campale.

a) – *Il problema del numero dei canali.*

a.1) *Generalità.*

Il crescente sviluppo delle trasmissioni radio nel campo militare ed il conseguente moltiplicarsi dei tipi di stazioni per le più varie esigenze operative e territoriali, costringono ad affrontare la crescente difficoltà di disporre di un numero sempre maggiore di canali di trasmissione.

Il problema è aggravato del contemporaneo sviluppo delle trasmissioni radio nel campo civile per il quale le questioni inerenti debbono essere trattate in sede internazionale.

Allo stato attuale della tecnica, e finchè non interverranno nuove soluzioni, si va sempre più verso la saturazione dell'etere (inteso come gamma di frequenze disponibili) per cui si rende necessaria l'adozione di tutti quei provvedimenti tendenti a svincolarsi da questa grave limitazione o, quanto meno, a renderla meno dannosa.

Tali provvedimenti sono nello stesso tempo di carattere organizzativo e tecnico. Ciò significa che per organizzare le trasmissioni, a qualunque livello, è indispensabile conoscere a fondo le limitazioni e le facilitazioni presentate dai materiali disponibili, specialmente in quei casi che consentono un limitato numero di soluzioni.

Gli sforzi della moderna tecnica costruttiva militare per i materiali radioelettrici, sono rivolti nella massima parte alla soluzione del problema ora accennato.

Vedremo quali sono le soluzioni finora adottate.

a.2) *Disponibilità dei canali.*

Un'osservazione importantissima è quella riguardante la frequenza di funzionamento degli apparati: *più è alta tale frequenza, maggiore è il numero dei canali disponibili.* Supponiamo infatti di poter distanziare le radiofrequenze l'una dall'altra di una certa quantità, detta, come si è visto, canale di trasmissione, e che i canali siano larghi per esempio 0,1 Mc/s. Esaminiamo tutto il campo di frequenze normalmente utilizzabili, secondo lo schema seguente, dove il numero dei canali è dato dall'estensione di ogni gamma in Mc/s diviso per 0,1.

Gamma	SHF (Super high)	UHF (Ultra high)	VHF (Very high)	HF (High)	MF (Medium)
metri	0,01÷0,1	0,1÷1	1÷10	10÷100	100÷1000
f (Mc/s)	30.000÷3000	3000÷300	300÷30	30÷3	3÷0,3
n. canali da 0,1 Mc/s	270.000	27.000	2700	270	27

Risulta evidente che aumentando la frequenza, il numero dei canali aumenta rapidamente.

La larghezza dei canali sappiamo però che non è costante ma dipende dal tipo di modulazione e da altri fattori.

Nelle gamme che più interessano (VHF ed HF) avremo un numero di canali disponibili alquanto minori di 2700 per la prima, essendo la spaziatura crescente con le frequenze e molto maggiore di 270 per la seconda, dove si usa la m. a. e la telegrafia con canali molto più stretti di 0,1 Mc/s. Da quanto sopra si vede come non convenga usare la m.f. che richiede canali larghi, nelle gamme HF ed MF, a causa del bassissimo numero di canali che risulterebbero disponibili.

b) – *Caratteristiche generali delle stazioni radio campali.*

b.1) *Generalità.*

Le stazioni per i collegamenti radio campali sono rappresentate da una vasta gamma di tipi dalle caratteristiche svariatissime. Volendo in qualche modo classificarle, gli aspetti che forse è più opportuno mettere in luce sono due:

1) caratteristiche tecniche;
2) possibilità d'impiego.

Nei riguardi delle caratteristiche tecniche esse possono raggrupparsi semplicemente in base al tipo di modulazione:

a) a modulazione di ampiezza (m. a.);
b) a modulazione di frequenza (m. f.).

Nel linguaggio corrente, queste denominazioni indicano giustamente una profonda diversificazione fra le due categorie e non soltanto la semplice differenza del tipo di modulazione. Infatti la diversità risiede anche nei valori di frequenza usati per ciascuna categoria, con tutte le conseguenti differenze nei riguardi anche dell'impiego e cioè nei riguardi della *complessità*, della *trasportabilità*, dell' *alimentazione*, della *disponibilità di canali*, delle *antenne*, della *propagazione*, delle *interferenze*, dell'*addestramento*, delle *contromisure radio*.

b.2) *Caratteristiche tecniche delle stazioni a m. a. (HF).*

Complessità costruttiva, *trasportabilità* e *alimentazione:* le stazioni a m. a. hanno circuiti relativamente semplici e la loro complessità costruttiva è in diretta relazione con la potenza di emissione la quale va da pochi watt per le stazioni delle minori unità a qualche centinaio di watt per le stazioni delle grandi unità tattiche.

Anche la trasportabilità è dipendente dalla potenza la quale incide sul peso e sull'ingombro totale e sul tipo di alimentazione. Si passa da stazioni portatili a spalla alimentate con batterie di pile, a stazioni

autoportate contenute in una o più cabine (shelter) ed alimentate con gruppi elettrogeni su rimorchi.

Disponibilità di canali, propagazione e *interferenze:* i canali disponibili in m. a. sono limitati, come abbiamo già visto, a qualche centinaio. È scarsa anche la possibilità di ripetere a distanza lo stesso canale a causa del modo di propagarsi delle onde usate che, anche se di piccola potenza, possono raggiungere portate molto grandi.

Le HF si propagano principalmente in due modi: per onda diretta e per onda riflessa. Questi due modi sono determinati dal tipo di antenna impiegato, ma anche con antenne per onda diretta (portata minore) come lo stilo verticale, una parte dell'energia dell'onda radio sarà inviata in direzioni tali da subire riflessioni ionosferiche e raggiungere distanze più o meno grandi. Inoltre le HF risentono poco della presenza di ostacoli lungo il percorso di trasmissione. Struttando la propagazione ionosferica si raggiungono portate a volte grandissime, anche con piccole potenze. Le onde HF sono soggette ad affievolimenti ed evanescenze, specialmente ai limiti di portata.

Tutto ciò causa una grave possibilità di interferenze da parte di emissioni anche lontanissime.

I disturbi atmosferici (statici) e quelli industriali sono sempre di forte entità.

La m. a. non offre alcuna protezione dalle interferenze e dai disturbi. Interferenze e disturbi, a parità di portata, possono essere vinti soltanto con l'aumento delle potenze trasmesse o del guadagno di antenna.

Antenne: per l'HF sono di dimensioni relativamente grandi e comparabili con la lunghezza d'onda impiegata. Antenne di piccole dimensioni fanno ridurre la portata e costringono ad aumentare la potenza. Ciò è quanto si verifica con le stazioni funzionanti su veicoli in marcia. È in ogni caso difficile, a causa del loro ingombro, che possa essere sfruttata nel campo tattico la direttività di alcuni tipi più elaborati di antenne. Anche le antenne più semplici richiedono un'accurata installazione.

Addestramento: le stazioni in HF a m. a. richiedono un addestramento relativamente spinto del personale operatore e radiomontatore con difficoltà crescenti alle maggiori potenze.

L'operatore deve essere in grado di eseguire alla perfezione l'allineamento del trasmettitore e deve conoscere con chiarezza quanto concerne l'uso delle antenne. In genere deve possedere alcune nozioni di elettrotecnica e radiotecnica per il corretto uso dei comandi, dell'alimentazione, ecc.

Contromisure radio: le onde HF modulate in ampiezza sono facilmente intercettabili a causa delle loro caratteristiche di propagazione e, per la stessa ragione, sono facilmente disturbatili. In pratica è difficile, se non impossibile, ottenere una limitazione della portata entro un raggio ben definito in modo che venga superata di pochissimo la distanza della stazione corrispondente (come sarebbe desiderabile per combattere la intercettazione). La possibilità di intercettazione porta come conseguenza la facilità di localizzare, per mezzo della radiogoniometria, la posizione delle emittenti sul terreno con le conseguenze ben facilmente immaginabili. La difesa contro l'intercettazione, disturbo e localizzazione, comporta un gravoso ma indispensabile onere addestrativo e organizzativo.

b.3) *Caratteristiche tecniche delle stazioni a m. f. (VHF).*

Complessità costruttiva, trasportabilità e *alimentazione:* i circuiti degli apparati per m. f. sono relativamente complessi e le complicazioni costruttive che ne derivano non sono dipendenti dalla potenza, ma principalmente dalla frequenza (canali predisposti a quarzo oppure sintonia continua) e dal sistema di modulazione (diretta di frequenza o di fase). Tali apparati comportano un elevato numero di tubi, ma essendo la loro potenza di emissione di valore piuttosto basso (difficilmente vengono superati i 50 W) non richiedono un grande ingombro ed una alimentazione con forti potenze.

La loro trasportabilità non presenta particolari problemi, anzi sono le stazioni che meglio si prestano ad essere realizzate per trasporto a mano e su piccoli veicoli.

Disponibilità di canali, propagazione e interferenze: il numero di canali disponibili è elevato e la loro massima utilizzazione è grandemente facilitata dal fatto che la propagazione avviene quasi esclusivamente per onde dirette e che gli ostacoli naturali, compresa la curvatura terrestre, impediscono il raggruppamento di grandi portate in situazioni normali. Ciò significa poter ripetere a convenienti distanze le stesse frequenze senza pericolo di interferenze.

Peraltro la limitata portata rappresenta un inconveniente.

Per l'Esercito U. S. A. è stato sviluppato il sistema della « ritrasmissione » che, se opportunamente impiegato, elimina tale inconveniente, almeno nel campo tattico.

Le premesse teoriche sulla modulazione di frequenza, sono fin dal suo primo sviluppo, quelle della possibilità di rendere inefficaci le interferenze e i disturbi. Infatti sia il tipo di modulazione (della classe a larga banda), sia la possibilità di usare circuiti limitatori, rendono il sistema quasi insensibile alle interferenze a meno che queste siano di entità rilevante. A ciò si aggiunga il minor « livello » di disturbi statici e industriali che si riscontano nella gamma VHF e la lieve entità degli affievolamenti e si vedrà come il segnale di una trasmissione a m. f. possa risultare alla ricezione poco degradato, poco interferito e poco disturbato.

Antenne: le antenne VHF sono di piccole dimensioni fisiche sicchè possono essere usate facilmente in tutte le situazioni e senza diminuzione delle portate nei casi di piccole stazioni su veicoli o a mano. Possono essere sfruttate più frequentemente le proprietà direttive di particolari tipi di antenna come nel caso dei ponti radio tattici.

Addestramento: per la loro complessità circuitale e costruttiva gli apparati a m. f. richiedono un'alta capacità tecnica da parte dei radiomontatori e una notevole attrezzatura di laboratorio. All'operatore è richiesta invece una perfetta conoscenza dell'apparato e delle sue possibilità di impiego. Si determina cioè, molto più che in m. a., una più spinta specializzazione ed una più netta distinzione fra le due specializzazioni. La comprensione delle istruzioni tecniche richiede una cultura base più elevata.

Contromisure radio: le emissioni in VHF sono intercettabili, disturbabili e localizzabili soltanto a condizione di essere entro il raggio di portata che corrisponde alla quasi visibilità ottica. Tale condizione è facilmente evitabile sfruttando gli ostacoli naturali e riducendo opportunamente la portata via via che ci si avvicina alle probabili basi di offesa avversaria contro le proprie trasmissioni e cioè alla linea del fronte.

Un efficace sistema di difesa si basa sulla ritrasmissione, già citata, di cui si dirà più avanti.

c) – *Conseguenze delle caratteristiche tecniche.*

Come appare da quanto detto ai paragrafi precedenti, alcune caratteristiche tecniche dei materiali radio si riflettono sulle possibilità tecniche dei materiali stessi.

È superfluo aggiungere che nell'impiego tattico è indispensabile tener presente sia che le caratteristiche che le possibilità tecniche delle varie stazioni, anche e specialmente quando determinate situazioni non consentono un adeguato sfruttamento del materiale o una razionale soluzione dei problemi delle trasmissioni.

Le varietà dei tipi di stazioni radio è infatti una conseguenza delle necessità di far fronte ad una serie di esigenze di cui è nota la estrema varietà e mutevolezza e che soltanto in parte sono codificabili.

È noto, ed è del resto ovvio, che una stazione a m. a. non può collegarsi con una a m. f. Quindi i due metodi di modulazione differenziano nettamente in due gruppi le reti delle trasmissioni. Entro ciascun gruppo si formano collegamenti o maglie che debbono necessariamente essere composte da stazioni omogenee nei riguardi della gamma di frequenza di lavoro e del tipo di segnale. Ad esempio una stazione che lavora esclusivamente in fonia non può collegarsi con una che lavora esclusivamente in telefonia e così di seguito.

Le stasioni a m. f. sono tutte esclusivamente previste per il funzionamento in fonia, ma il collegamento può avvenire soltanto se la gamma di frequenze è in comune e se le caratteristiche di modulazione non sono eccessivamente differenti.

Le stazioni a canali predisposti (sistema che si tende ad abbandonare) impongono gravosi problemi per l'organizzazione delle frequenze, rappresentate materialmente da un numero elevatissimo di quarzi, e per la predisposizione dei canali. Si aggiunga che il numero dei canali predisposti è di gran lunga inferiore a quello dei canali possibili (da 2 a 10 rispetto a 80–120).

Per contro le stazioni a sintonia continua impongono un attento controllo delle frequenze assegnate e del loro uso allo scopo di ottenere una rigida disciplina delle frequenze. Diversamente viene aggravato il problema dei canali e delle interferenze.

d) – *Il problema del rendimento.*

Un aspetto particolare presentato dalle stazioni campali è la difficoltà della loro alimentazione di potenza. Tale difficoltà non esiste per le stazioni fisse le quali possono essere alimentate con l'energia fornita dalla normale rete di distribuzione e non richiedono pertanto di essere dotate di generatori autonomi. Un tipo ideale di alimentazione dovrebbe essere leggero, di facile uso, di lunga autonomia, di basso costo di esercizio e di alto rendimento.

In apposita parte verranno trattati ampiamente i vari tipi di alimentazione. Interessa qui mettere in luce che i dispositivi di alimentazione sono per la maggior parte di ingombro e peso paragonabili a quelli dell'apparato che debbono alimentare. Inoltre sono costosi. Basti pensare al costo di una batteria a secco monoblocco o al carburante che viene consumato da un gruppo elettrogeno di poche centinaia di Watt.

L'aspetto più grave è il basso rendimento che si può ottenere nella trasformazione da potenza elettrica a potenza radioelettrica irradiata.

Per un tipo medio di stazione radio il rendimento totale non supera il 15÷20 % ed è molto più basso se l'alimentazione è fatta con batteria di accumulatori che richiedono più trasformazioni di energia per la loro carica.

Il rendimento totale di un collegamento radio, inteso come rapporto di energia elettrica complessiva spesa ed energia elettrica ricevuta è addirittura irrisorio, quando si pensi che per utilizzare qualche milliwatt di potenza si sono dovute impiegare potenze dell'ordine del watt o delle diecine o centinaia di watt.

Ma qui intervengono fattori dovuti alla propagazione e cioè alla tridimensionalità dell'onda radio, che porta ad enormi dispersioni della energia irradiata.

La scienza e la tecnica non hanno attualmente mezzi che consentano di migliorare molto tale situazione.

Gli sforzi sono concentrati nei tubi elettronici, cercando di costruire tipi a consumo sempre più basso, alle batterie di accumulatori cercando di ottenere altri rapporti capacità/peso ed a tutti i componenti dissipativi.

Per quanto riguarda la propagazione, le antenne direttive migliorano alquanto il rendimento totale.

410. La ritrasmissione.

a) – *Il principio della ritrasmissione.*

Il segnale di bassa frequenza (o frequenza fonica) uscente da un ricevitore, può essere inviato, anzichè all'altoparlante, all'ingresso del modulatore di un trasmettitore, facente parte di un altro collegamento (fig. 11).

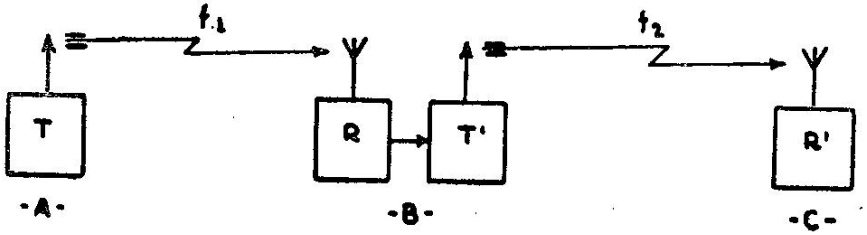


FIG. 11 – *Ritrasmissione.*

Il risultato è che il ricevitore in C riceve quanto viene trasmesso da A, non direttamente, ma tramite una *ritrasmissione* operata dalla stazione B.

Questo principio è ricco di utilissime applicazioni delle quali daremo una visione generale, dopo aver indicato alcune particolarità tecniche. Queste sono le seguenti:

1) osservando la figura 11 si può facilmente dedurre che le due frequenze di lavoro debbono essere diverse perchè se nella stazione B il trasmettitore ed il ricevitore lavorassero contemporaneamente alla stessa frequenza, il ricevitore R verrebbe « soffocato » da T' e non potrebbe ricevere T;

2) la scelta delle due frequenze di lavoro quando R e T' si trovano nello stesso posto di installazione è soggetta, molto più che in altri casi, alle limitazioni dovute alle interferenze di frequenze armoniche o spurie del trasmettitore T', che sono facilmente ricevute da R;

3) l'accoppiamento tra R e T' nella stazione B deve avere due requisiti: adattamento tra la impedenza di uscita del ricevitore e quella di entrata del trasmettitore, e opportuno livello del segnale ricevuto da ritrasmettere.

4) la qualità del segnale ed il rapporto segnale/rumore nel ricevitore R debbono essere ottimi in quanto nella ritrasmissione si ha un peggioramento dell'una e dell'altro;

5) le due antenne di R e T' vanno distanziate il più possibile in modo che non vengano alterate le loro caratteristiche da azioni reciproche;

6) se la distanza tra i due punti da collegare è molto grande rispetto alla portata dei trasmettitori, possono essere effettuate più ritrasmissioni e le frequenze già usate possono essere ripetute a convenienti distanze;

7) la ritrasmissione in m. a. non dà risultati molto soddisfacenti. Si presta invece molto bene la m. f.

b) – *Applicazioni del principio della ritrasmissione.*

Nella figura 12 sono indicati tre schemi fondamentali di collegamenti che sfruttano la ritrasmissione. In *a*) e *b*) le stazioni impiegate sono del tipo con ricevitore e trasmettitore separati e cioè stazioni non isoonda. Con *a*) è permesso un funzionamento in semiduplice (è possibile cioè trasmettere nei due sensi ma non contemporaneamente); con *b*) è possibile un funzionamento in duplice completo (è possibile cioè la trasmissione e la ricezione contemporanea nella stessa stazione). Il primo schema richiede l'impiego di due sole frequenze, qualunque sia il numero di ritrasmissioni e di una sola stazione intermedia per ogni ritrasmissione, mentre il secondo richiede almeno quattro frequenze e due stazioni intermedie per ogni ritrasmissione. Lo schema *b*) è però quello che si presta meglio per una soddisfacente regolazione dei « livelli » del segnale fonico nei due sensi di trasmissione e che consente un completo controllo del funzionamento del sistema presso la, o le, stazioni ripetitrici.

Lo schema *c*) è quello adatto per le stazioni tipo isoonda.

Si vede come sia necessario impiegare due stazioni per la ripetizione ed una diversa frequenza per ogni tratto del collegamento. Il tipo di funzionamento è quello in « semplice » (passaggio comandato e di-

sciplinato da trasmissione a ricezione e viceversa per ciascuna stazione del sistema, mediante apposito comando).

Lo schema *b*) è generalmente adottato per i ponti radio di cui si dirà in seguito.

Lo schema *c*) è stato adottato nelle stazioni della nuova serie dell'Esercito americano, le quali sono composte di due apparecchi a trasmittenti isoonda con varie possibilità di impiego, delle quali la ritrasmissione è una delle più caratteristiche.

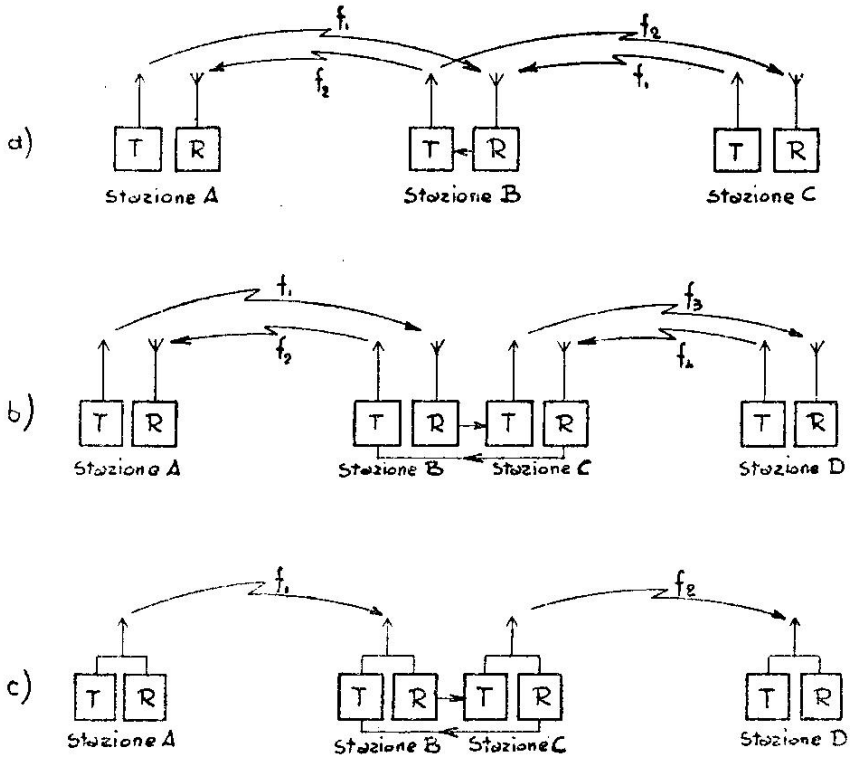


FIG. 12 – *Tre schemi per la ritrasmissione.*

Con la ritrasmissione si può ottenere uno dei seguenti risultati:

1) aumentare la distanza di trasmissione tra due punti non collegabili con una sola coppia di stazioni;

2) superare ostacoli naturali interposti lungo il percorso di trasmissione e che impediscono la visibilità radioelettrica tra i due punti da collegare;

3) dare la possibilità ai comandi superiori di entrata in collegamento con i più piccoli reparti;

4) eludere al massimo l'intercettazione nemica;

5) consentire la più grande flessibilità d'impiego alle reti radio operative.

La possibilità di ottenere i risultati 1) e 2) è evidente e non richiede delucidazioni.

Riferendosi alla figura 12*c*), se le stazioni *A* e *B* sono del tipo portatile a mano (da pattuglia), mentre le stazioni *C* e *D* sono del tipo su autoveicolo o del tipo a terra, il comandante di reparto, presso la stazione *D* può mettersi in comunicazione con il reparto più avanzato in *A* durante l'azione di questo. Le stazioni *B* e *C* possono spostarsi a piacere durante gli spostamenti di *A* per ottenere le migliori condizioni rispetto all'andamento del terreno.

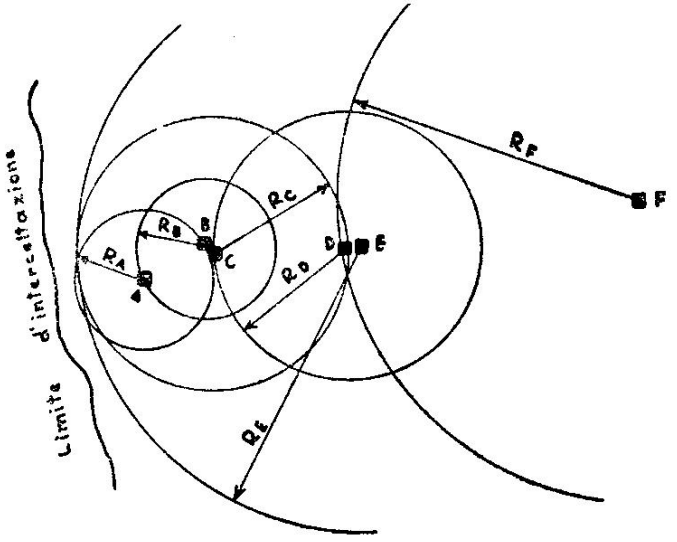


FIG. 13.

Per eludere completamente l'intercettazione nemica (in modulazione di frequenza) è necessario che il raggio di portata di ogni stazione non superi la linea oltre la quale si suppone possibile l'intercettazione. Impiegando la ritrasmissione con stazioni la cui portata sia via via decrescente andando verso tale linea, nessun segnale sarà udibile al di là della linea stessa.

La condizione teorica limite indicata nella fig. 13 non è sempre realizzabile in pratica e non è d'altronde conveniente poichè si lavorerebbe al limite di portata, ma quanto più ci si avvicina a tale condizione, tanto più diminuisce il pericolo dell'intercettazione.

Per dimostrare come si possa ottenere una grande flessibilità di impiego basterà fare un esempio: un Comandante di Btg. debba eseguire una ispezione ad un posto di osservazione e allarme o ad un altro elemento molto avanzato. Installerà una stazione *D* (fig. 12 *c*) presso il suo comando e sulla sua vettura installerà le stazioni *B* e *C* e caricherà la stazione *A*. Durante lo spostamento resterà in collegamento con il suo comando mediante le stazioni *C* e *D*. Allorchè non potrà più proseguire in macchina, o quando sta per superare i limiti di portata delle stazioni *C* e *D*, proseguirà a piedi portando seco la stazione *A* e, messa in funzione la stazione *B*, resterà ancora in collegamento con *D* operando la ritrasmissione fra *B* e *C*.

In definitiva con la ritrasmissione possono essere risolti tutti i problemi tecnici e tattici sul campo di battaglia.

c) – *La ritrasmissione applicata ai ponti radio.*

Prendendo in esame lo schema della fig ra 12 *b*) si vede come il collegamento in un senso sia completamente indipendente dal collegamento nel senso opposto pur essendo contemporaneo. Inoltre, come si è detto, il sistema presenta la possibilità di regolare a piacere il livello o intensità del segnale di ciascuna tratta del collegamento.

Le apparecchiature terminali per ponti radio (che consentono anche la multiplazione delle conversazioni o canali fonici) richiedono appunto una regolazione indipendente della trasmissione dalla ricezione allo scopo di ottenere l'equilibrio necessario alla stabilità elettrica di tutto il sistema.

La figura 14 fornisce lo schema fondamentale della costituzione di un ponte radio, basata sul principio dello schema della figura 12 *b*). Le stazioni relè possono essere più di una.

Il ponte radio realizza un sistema di trasmissione, basato su tratti di collegamento radio a catena, atto a superare distanze di molto superiori alla portata singola di ogni tratto ed a superare ostacoli topografici di forte entità che si trovino lungo la congiungente tra i due punti da collegare. Integra o sostituisce il collegamento a filo e si inserisce nelle reti a filo e pertanto è un sistema di trasmissione telefonico, con i caratteri di continuità e stabilità propri delle reti a filo Di conseguenza il collegamento è in duplice (trasmissione e ricezione contemporanee) e continuo, ed include la possibilità della chiamata telefonica con i sistemi normalmente usati nelle reti a filo.

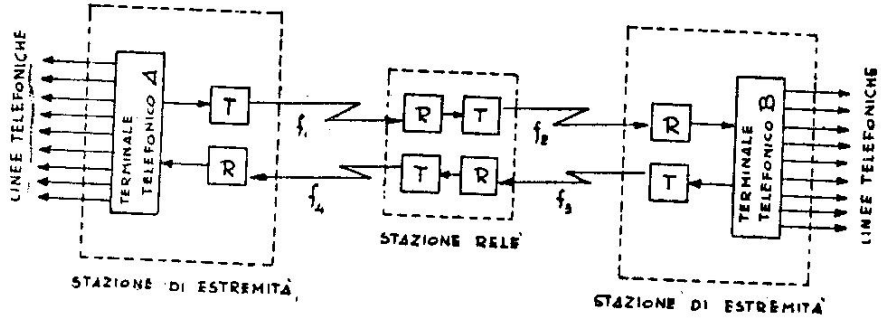


FIG. 14 – *Schema di ponte radio.*

Tutte le suddette caratteristiche si accordano ottimamente con il concetto della « multiplazione dei canali fonici » che consiste nella possibilità di effettuare contemporaneamente sullo stesso collegamento in ponte radio più di una conversazione telefonica (paragrafo 411).

Le complicazioni tecniche cui si va incontro per la costituzione di un ponte radio sono largamente compensate dalla suddetta possibilità ed in genere non è giustificato l'impiego del ponte radio per un solo collegamento telefonico o equivalente, che può ottenersi più semplicemente con la ritrasmissione, o con l'impiego di altri sistemi di trasmissione.

La ritrasmissione si effettua con apparecchiature normali, simili cioè a quelle normalmente usate per collegamenti singoli, salvo l'aggiunta di dispositivi per la ritrasmissione automatica (per altro non indispensabili) mentre il ponte radio si costituisce con apparati speciali appositamente progettati e che sono predisposti per l'allacciamento ad apposite apparecchiature terminali che hanno lo scopo di eseguire la multiplazione e di passare dal sistema telefonico via filo a quello telefonico via radio.

411. La multiplazione dei canali fonici (*).

a) – *Multiplazione per divisione di frequenza.*

La modulazione di ampiezza ha la caratteristica di generare due bande laterali di frequenze, simmetriche rispetto all'onda portante e i cui limiti sono definiti del valore della massima frequenza fonica modulante (paragrafo 403.b). Scegliendo opportunamente il valore di una seconda frequenza portante in relazione alla larghezza di banda è possibile affiancare senza soluzione di continuità le bande di modulazione relative al primo ed al secondo canale. Analogamente possono essere affiancati ancora un terzo, un quarto canale, ecc. Si può graficamente visualizzare quanto detto con lo schema della fig. 15, dove f_1, f_2, f_3... sono i valori delle frequenze portanti e B_1, B_2, B_3... sono le relative larghezze di banda.

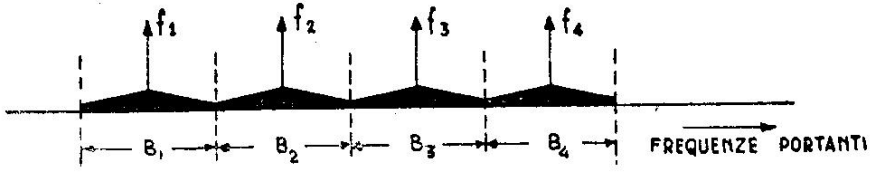


FIG. 15 – *Più canali fonici affiancati.*

Supponendo che le varie B siano eguali fra loro o che possano ridursi tali, la minima distanza in frequenza fra le successive f dovrà essere uguale a B.

Parlando della frequenza portante, nella modulazione abbiamo sempre supposto trattarsi di radiofrequenza, di valore quindi enormemente superiore al valore delle frequenze foniche modulanti. La frequenza portante può essere però anche di valore molto basso e dello stesso ordine di grandezza della frequenza modulante. Si parla allora più propriamente di *trasposizione di frequenza* anzichè di modulazione.

(*) Non si confonda il canale fonico con il canale a radiofrequenza. Quest'ultimo è definito nel paragrafo 403.e). Per canale fonico si intende la via seguita dall'informazione nell'interno di un sistema di comunicazione qualsiasi (radio, ponte radio, telefono). In questo paragrafo viene trattato del come su di un unico canale radio possano essere inviati più canali fonici.

È dimostrato che se con un sistema di filtri vengono soppresso in trasmissione la portante ed una delle bande laterali (tutte le frequenze di valore maggiore della portante o tutte quelle di valore inferiore) il segnale può essere ugualmente rivelato e ricostituito, a condizione che in ricezione venga ripristinata la frequenza portante.

Premesso quanto sopra possiamo descrivere il sistema di multiplazione dei canali fonici ottenuto per divisione di frequenza.

Le varie bande di frequenza foniche generate da più conversazioni vengono inviate ciascuna ad un modulatore separato di tipo speciale e vanno a modulare ciascuna una frequenza detta sottoportante, di opportuno valore. Il modulatore usato non fa passare la frequenza della sottoportante. All'uscita di ogni modulatore viene interposto un filtro che elimina le bande superiori di modulazione. Restano così le sole bande inferiori le quali, a causa dei valori scelti per le frequenze delle sottoportanti risultano accostate l'una dall'altra. Si ottiene così il cosiddetto « segnale complesso », composto da una serie di frequenze di valori crescenti e che contiene gli elementi essenziali delle varie informazioni da trasmettere.

Il segnale complesso è composto perciò di vari blocchi di frequenze affiancati ciascuno dei quali rappresenta un canale fonico.

La figura 16 dà un'idea dei risultati del processo descritto. In essa viene supposto che le frequenze vocali di ciascun canale siano comprese

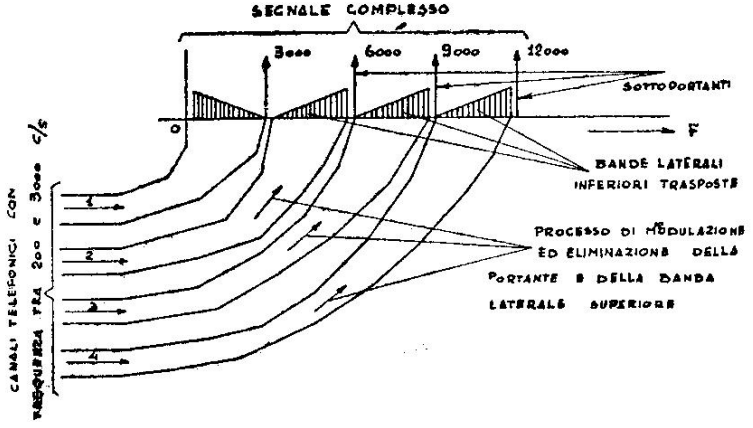


FIG. 16 – *Trasposizione di frequenze di canali fonici.*

tra 200 e 3000 cicli al secondo e che le frequenze delle sottoportanti siano multiple di 3000.

Il primo canale non viene in genere trasposto.

L'apparecchiatura *CF*1 esegue la multiplazione di quattro canali fonici ed è adatta per essere impiegata sia su linee telefoniche in cavo che su ponti radio.

Il segnale complesso così ottenuto viene inviato a modulare la portante a radiofrequenza del trasmettitore radio. Tale modulazione è di solito fatta per variazione di frequenza a causa dei vantaggi di tale sistema.

La multiplazione dei canali viene eseguita quasi esclusivamente nei ponti radio. I trasmettitori e i ricevitori impiegati nei ponti radio non hanno nulla di particolare rispetto ai tipi normali ad eccezione dei sistemi di regolazione dei livelli del segnale e degli accorgimenti che occorre adottare per renderli idonei a far passare senza distorsione di frequenza la notevole larghezza di banda dovuta al segnale complesso di modulazione.

Essa è tanto maggiore quanto più è elevato il numero dei canali.

b) – *Multiplazione per divisione di tempo.*

Questo sistema si basa in primo luogo sulla possibilità di ricostruire un'informazione anche quando questa venga trasmessa in modo discontinuo. È il teorema della *quantizzazione* che si può così brevemente riassumere. Di un segnale di forma sinusoidale e di frequenza F può essere trasmessa, anzichè la successione continua dei suoi valori, una serie di *campioni* opportunamente ed egualmente distanziati nel tempo, di ampiezza proporzionale all'ampiezza del segnale in quell'istante e di durata breve quanto si vuole. I vari campioni debbono essere ripetuti con una frequenza minima pari a $2F$ e cioè al doppio della frequenza del segnale. La serie di campioni suddetti dà modo in ricezione di ricostruire il segnale sinusoidale con una approssimazione sufficiente (intendasi percentuale di distorsione) tanto maggiore quanto più è elevata la frequenza di ripetizione dei campioni.

A causa della brevissima durata che può essere assegnata a ciascun campione, il sistema di multiplazione in esame è detto anche *ad impulsi*.

In presenza di un segnale (qualunque) non sinusoidale il teorema suddetto è sempre valido purchè venga osservata la norma che la frequenza di ripetizione dei campioni sia almeno il doppio della massima frequenza contenuta nel segnale.

È possibile variare qualunque parametro dei tre che caratterizzano gli impulsi: ampiezza, durata (o larghezza), posizione (o fase), in accordo con l'ampiezza istantanea del segnale.

Esistono perciò tre diversi sistemi di modulazione degli impulsi: di ampiezza (PAM), di larghezza (PWM), di posizione (PPM).

La figura 17 dà un'idea dei tre sistemi. L'ultimo fornisce i migliori risultati. Lo spazio di tempo necessario alla modulazione di larghezza o di posizione è relativamente piccolo.

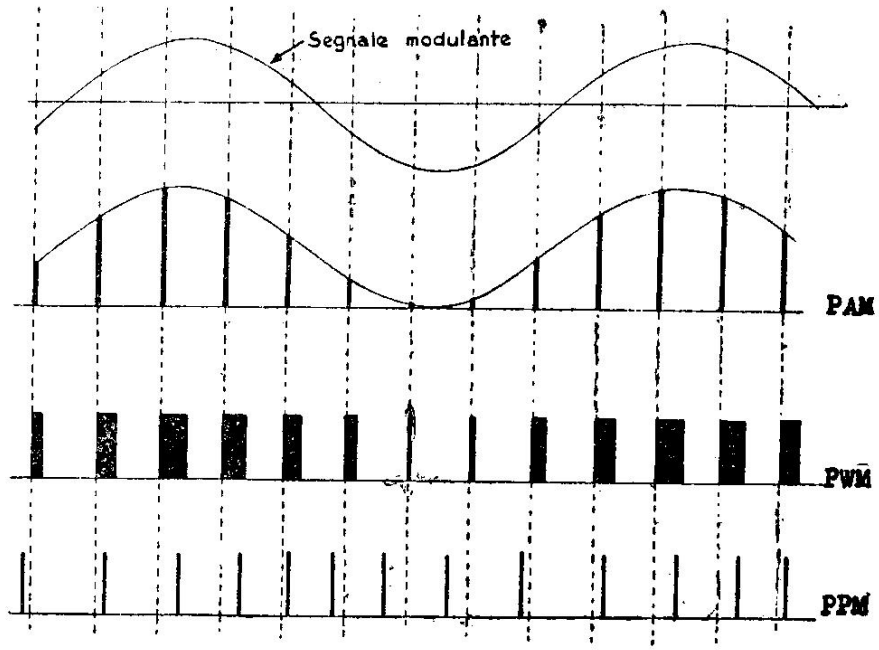


FIG. 17 - *Modulazioni per impulsi.*

La multiplazione dei canali viene effettuata sfruttando i forti intervalli di tempo esistenti tra l'uno e l'altro impulso di pertinenza dello stesso canale. Durante il tempo libero si possono inserire un certo numero di impulsi egualmente distanziati ognuno dei quali è modulato da un diverso canale fonico. Gli intervalli di tempo tra un impulso e l'altro servono a consentire la modulazione ed a lasciare un certo tempo di guardia tra un canale e l'altro.

La serie di impulsi viene inviata a sua volta a modulare il trasmettitore radio il quale emetterà un treno di onde a radiofrequenza per ciascuno degli impulsi, gli intervalli rimanendo vuoti.

In ricezione gli impulsi di ciascun canale vengono separati dagli altri e rivelati con sistemi diversi a seconda del tipo di modulazione Per i sistemi PWM e PPM si tratta di ricondurre a variazioni di ampiezza le variazioni di larghezza o di posizione.

Tutto il sistema richiede il sincronismo tra il ricevitore e il trasmettitore. Esso è ottenuto inviando un impulso di forma diversa da quella degli impulsi di canale, detto marcatore, che stabilisce la contemporaneità di tempo tra i vari canali.

La tecnica degli impulsi si è molto sviluppata in questi ultimi anni e i circuiti usati sono relativamente semplici, benchè comportino un elevato numero di tubi.

Esistono anche sistemi più elaborati di modulazione, basati sulla quantizzazione del segnale, tra i quali il più importante è quello a codice, indicato con la sigla PCM.

412. Procedimento per il progetto di un radiocollegamento.

Il materiale radio campale viene di norma impiegato in situazioni tali che non richiedono altre conoscenze all'infuori delle caratteristiche d'impiego dei materiali stessi. Soprattutto per quanto riguarda la portata, se il collegamento non supera quella media prevista dei manuali tecnici, non è necessaria l'esecuzione di calcoli di progetto o di controllo.

Non altrettanto può dirsi in tutti quei casi che possono dar luogo a dubbi circa la possibilità di realizzazione di un certo collegamento. Tali casi, che si presentano spesso in pratica, si riferiscono più che altro all'andamento del terreno, per i collegamenti con stazioni a m. f. e con ponti radio, e alle condizioni stagionali ed atmosferiche, per i collegamenti da ottenere con propagazione ionosferica.

Il complesso dei molti fattori che intervengono deve essere allora analizzato per giungere alla « stima » dei risultati ottenibili ed al giudizio sulla qualità e sul grado di fiducia che il collegamento potrà fornire.

I dati di partenza sono ovviamente rappresentati dalle caratteristiche del materiale da usare (potenza di trasmissione, tipi di antenne installabili e loro alimentatori, sensibilità del ricevitore), dal tipo di servizio (telegrafia, telefonia, telescrivente, ecc.) dalla portata da coprire e dalla frequenza da impiegare.

Altro dato importante è il livello dei disturbi industriali e delle interferenze locali presenti nel posto di impianto dell'antenna ricevente.

In base a tali dati occorre allora calcolare o stimare la « attenuazione » introdotta dal mezzo trasmissivo (troposfera o ionosfera), nonchè dall'andamento del terreno interposto fra i due punti da collegare, nel caso di propagazione troposferica e del tipo di terreno nei due punti estremi nel caso di propagazione ionosferica.

Nella Sezione II seguente vengono fornite notizie sui vari tipi di antenne e sulle loro principali caratteristiche nonchè, per ciascun tipo, l'impiego più appropriato.

Nella Sezione III vengono spiegati i vari modi di propagazione delle onde radio e viene indicato il modo di giungere alla stima di un collegamento per qualunque caso possibile.

L'esame complessivo di tutti i fattori sopra accennati darà il modo di esprimere sotto forma di dati numerici un giudizio sulla possibilità di realizzare il collegamento e sul suo probabile grado di fiducia.

Come in tutti i campi della conoscenza, l'esperienza personale è di grande aiuto nella realizzazione di un collegamento radio, ma essa va acquisita attraverso lo studio dei materiali, dei fenomeni che influenzano il loro rendimento e della complessa influenza che il mezzo di propagazione ha sulle onde radio.

CAPITOLO 2.

PARAMETRI FONDAMENTALI DELLE ANTENNE TRASMITTENTI E RICEVENTI

413. Premessa.

a) *Generalità.*

Le antenne sono particolari circuiti occorrenti sia per irradiare nello spazio l'energia a radiofrequenza generata dal trasmettitore radio, sia per captare l'energia elettromagnetica viaggiante nello spazio, da convogliare e utilizzare nel ricevitore.

L'irradiazione avviene sotto forma di onde elettromagnetiche capaci di propagarsi nello spazio vuoto alla velocità c della luce (3.10^8 m/s) e capaci di raggiungere distanze grandissime.

Le antenne trasmittenti ricevono energia a r. f. dal trasmettitore, direttamente oppure tramite opportune linee di trasmissione a r. f. dette alimentatori d'antenna. Analogamente le antenne riceventi possono fornire al ricevitore l'energia da esse captata sia direttamente che attraverso una linea a r. f.

È necessario che il complesso apparato–linea–antenna possieda le caratteristiche occorrenti per ottenere il collegamento e che sia progettato e costruito in modo tale da fornire il più elevato rendimento possibile. In particolare la linea non deve dar luogo a perdite eccessive per dissipazione o irradiazione proprie, o per inadatto accoppiamento con il trasmettitore (o il ricevitore) e l'antenna. L'antenna a sua volta deve possedere caratteristiche dimensionali e costruttive tali da ottenere la massima irradiazione possibile nella direzione desiderata senza fenomeni dissipativi di entità tale da ridurre eccessivamente l'energia totale irradiata rispetto a quella generata.

Gli apparati radio militari, e in genere quelli campali, sono tutti costruiti completi di uno o più tipi di antenne. Esse sono adeguate all'impiego normale dell'apparato stesso.

La realizzazione di un efficiente circuito radio, di qualsiasi specie, dipende però da una numerosa serie di fattori riguardanti l'apparato, la propagazione e le antenne, che sono tra loro intimamente legati e nessuno dei quali può essere trascurato.

La conoscenza del funzionamento antenne può essere, per l'Ufficiale delle Trasmissioni, di importanza fondamentale specialmente quando il collegamento da realizzare si presenta difficile per altri fattori riguardanti l'apparato o la propagazione. Altrettanto dicasi in quei casi in cui è necessario utilizzare il materiale regolamentare per prestazioni superiori a quelle normali. Queste difficoltà possono essere più agevolmente superate con la costruzione di adeguate antenne di circostanza più efficienti che non quelle di dotazione, in quanto tale costruzione non richiede in genere materiali speciali.

Le antenne sono circuiti elettrici la cui efficienza è difficilmente controllabile con mezzi semplici; è perciò che occorre conoscerne a fondo il funzionamento. La loro conoscenza consente sia di poter intervenire presso gli operatori anche nell'impiego normale di quelle di dotazione, sia di poter rapidamente individuare quale soluzione sia più idonea per migliorare il collegamento.

b) *Dipolo elementare e campi di induzione.*

Lo studio delle antenne reali viene condotto partendo da un elemento di conduttore di lunghezza infinitesima δl e di raggio tendente a zero, percorso da una corrente a r. f. $i_o = I_o \operatorname{sen} \omega t$ (i_o = valore istantaneo; I_o = valore massimo nel tempo; $\omega = 2\pi f$) il cui valore efficace I_{eff} è costante per tutta la lunghezza δl.

Tale elemento di corrente è detto *dipolo elementare.*

Esso genera nello spazio circostante dei campi elettrici di induzione e di potenziale e dei campi di forze magnetiche. Alcuni di tali campi

non sono utili agli effetti radiativi in quanto estendono la loro azione soltanto a brevi distanze dell'elemento di conduttore, mentre altri campi possono essere sfruttati per raggiungere, con i loro effetti, punti dello spazio posti a grande distanza.

Un dipolo elementare genera anzitutto dei *campi di induzione* analoghi a quelli di cui si circonda un qualsiasi conduttore elettrico percorso da corrente alternata.

L'energia contenuta in questi campi resta confinata nelle vicinanze del dipolo sotto forma di energia magnetica che si trasforma in energia elettrostatica e viceversa ad ogni semiperiodo dell'alternanza della corrente i_0. Tali campi decrescono con il quadrato della distanza dal dipolo e sono in quadratura nel tempo (quando l'uno è massimo l'altro è zero) e nello spazio (le linee di forza elettriche e quelle magnetiche sono ovunque disposte a 90° fra loro). I campi di induzione hanno importanza soltanto per gli effetti che provocano in conduttori posti nelle vicinanze delle antenne trasmittenti (423).

414. Campo elettromagnetico di irradiazione.

I campi utili agli effetti propagativi sono quelli detti: *campo magnetico di irradiazione* (indicato con H e misurato in Amper/metro) e *campo elettrico di irradiazione* (indicato con E e misurato in Volt/metro).

Questi campi formano un unico campo di irradiazione detto campo *elettromagnetico* e sono sempre coesistenti in quanto l'uno genera l'altro e viceversa. Le loro linee di forza sono disposte nello spazio a 90° fra loro e si trovano rispetto alla corrente nella posizione indicata nella figura 18. Sono però in *fase* tra loro e cioè sono contemporaneamente massimi o zero. Tale fatto comporta il trasporto dell'energia elettromagnetica a distanza.

L'intensità del campo elettromagnetico decresce con l'aumentare della distanza dall'elemento di corrente che lo ha generato, seguendo una legge lineare (a distanze doppie, triple, ecc., campi metà, un terzo, ecc.).

La figura 18 è una rappresentazione vettoriale (dei vettori fisici) che indica, in un certo istante, la direzione, la intensità ed il verso dei campi magnetico ed elettrico e della corrente. Negli istanti successivi varia l'intensità dei vettori, con legge sinusoidale, e quindi varia anche il verso, mentre le direzioni restano invariate.

Il piano che contiene i due vettori fisici E ed H è detto *fronte d'onda:* esso è perpendicolare alla direzione di propagazione.

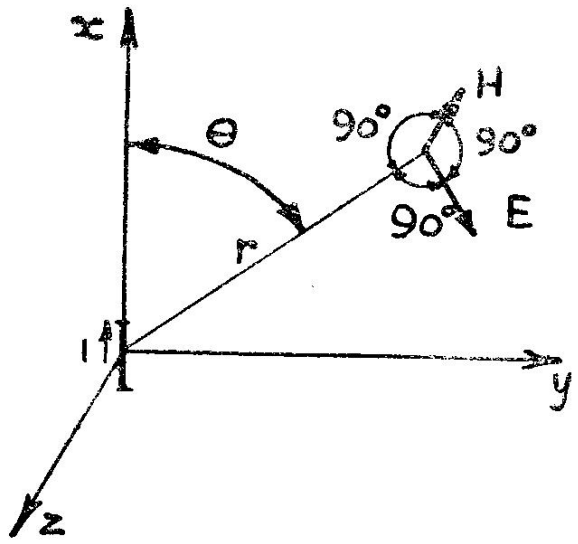


FIG. 18 – *Corrente e vettore elettrico e magnetico.*

La componente elettrica e quella magnetica del campo elettromagnetico sono legate dalla relazione

$$\frac{E}{H} = 120\pi \qquad [14]$$

Poichè E è espresso in Volt/metro ed H in Amper/metro, il rapporto ora scritto risulta uguale a 377 Ohm ed è detto impedenza o resistenza iterativa dello spazio vuoto (o dell'aria secca non ionizzata).

Per esprimere le proprietà radiative di un'antenna si usa indicare il valore della componente elettrica del campo elettromagnetico in quanto tale componente dà un'idea più immediata della tensione che può essere indotta in un'antenna ricevente.

L'espressione matematica del campo E_t all'istante t per il dipolo elementare è:

$$E_t = J \frac{60\pi \delta l}{r_0 \lambda} \operatorname{sen} \theta \; I \left(t - \frac{r_0}{c}\right) \text{ (Volt/metro)} \qquad [15]$$

dove:

J = operatore complesso (indica sfasamento di 90° nel tempo);
δl = lunghezza dell'elemento di corrente in metri;
r_0 = distanza dall'antenna in metri;
λ = lunghezza d'onda in metri;
c = velocità della luce in metri al secondo;
θ = angolo tra l'asse della corrente e la congiungente del punto corrispondente con l'antenna;

$l\left(t - \frac{r_0}{c}\right)$ = valore della corrente in Amper, all'istante $t - \frac{r_0}{c}$

L'andamento del campo elettromagnetico di irradiazione del dipolo elementare può essere visualizzato come in figura 19. Il flusso elettrico è formato da linee chiuse al pari di quello magnetico. La rappresentazione della figura 19, che si riferisce ad un dato istante, mostra che:

— il campo elettrico e quello magnetico sono normali fra loro;

— i due campi si invertono contemporaneamente e cioè sono in fase nel tempo.

Le linee di flusso rappresentano i campi di irradiazione che si espandono radialmente con la velocità della luce allontanandosi dal dipolo dal quale vengono continuamente rimpiazzate con nuove linee.

La formula [15] ci dice che il campo elettrico:

— è proporzionale al seno dell'angolo che l'asse del dipolo forma con la direzione di propagazione considerata;

— è inversamente proporzionale alla lunghezza d'onda λ e cioè direttamente proporzionale alla frequenza f;

— è inversalmente proporzionale alla distanza r_0 dal dipolo.

Il valore della potenza che passa attraverso la superficie di un metro quadrato parallela al fronte d'onda è data da

$$P = \frac{E^2}{120\pi} \qquad [16]$$

con E valore efficace del campo elettrico.

Quando si voglia conoscere l'espressione del campo E (istantaneo o efficace) irradiato da una qualunque antenna reale, si procede integrando per tutta l'estensione dell'antenna stessa i campi elementari prodotti da ciascuno degli infiniti dipoli elementari di cui essa può considerarsi costituita. Nel fare tale operazione occorre tenere conto dell'ampiezza istantanea, della fase e della direzione nello spazio, della corrente che scorre in ciascun punto dell'antenna. Va fatta cioè un'integrazione vettoriale.

Dalla figura 19 si osserva che in qualunque punto P dello spazio il valore del campo è variabile nel tempo con la stessa frequenza della corrente che lo ha generato in quanto le sinusoidi che ne indicano l'ampiezza si spostano radialmente con la velocità della luce.

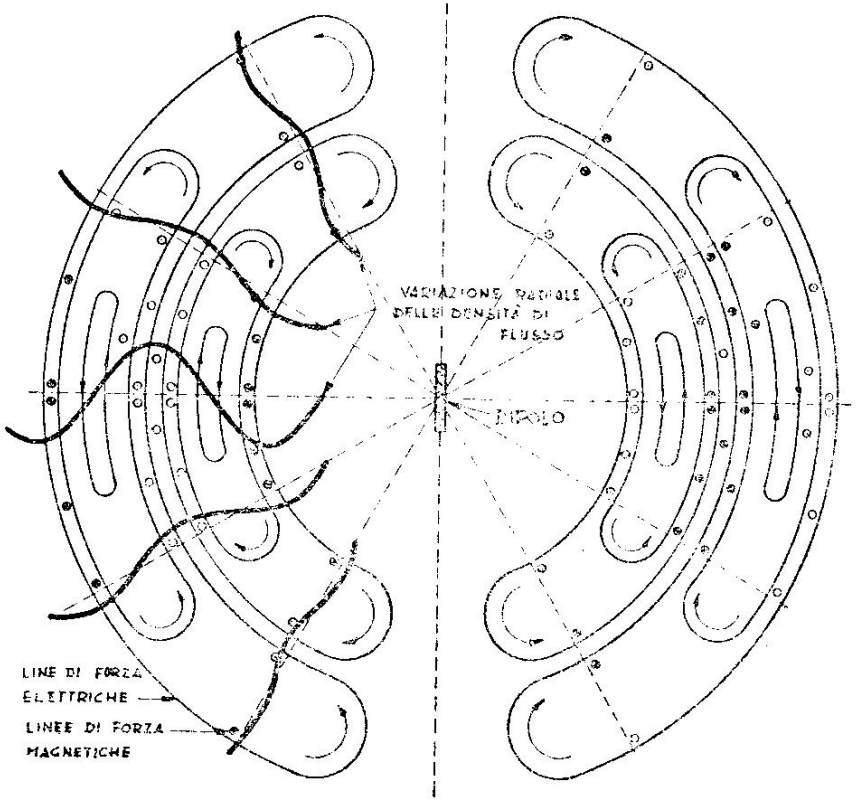


FIG. 19 - *Campi elettrici e magnetici intorno al dipolo.*

In un'antenna reale di una certa estensione i campi generati in due diversi punti di essa giungeranno nel punto P non contemporaneamente, ma sfasati fra loro di un certo angolo elettrico dipendente dalla posizione reciproca dei due punti dell'antenna e cioè in definitiva dalla differenza di percorso dei due campi considerati. Pertanto è spesso necessario, nello studio delle antenne, indicare le lunghezze in angoli elettrici corrispondenti. Poichè ogni lunghezza d'onda corrisponde ad una rotazione completa del vettore rappresentativo e cioè a 2π radianti (360°), una lunghezza d, misurata in frazione di lunghezza d'onda, può essere espressa in radianti con $\frac{2\pi d}{\lambda}$ o in gradi con $\frac{360 d}{\lambda}$. Ad esempio mezza lunghezza d'onda è pari a π radianti o 180°; $\frac{2}{3} d$ è pari a $\frac{2\pi 2}{3} = \frac{4}{3}\pi = 1{,}33$ radianti o 240°.

Questi angoli si usano anche per trasformare in gradi elettrici le lunghezze fisiche delle antenne lineari. Inoltre servono ad indicare le differenze di percorso di due onde che raggiungono uno stesso punto lontano, oltre che a causa dei loro diversi punti di origine anche a causa di riflessioni su superfici riflettenti come il terreno o schermi conduttori. Rappresentano cioè lo sfasamento tra due o più campi. Ciò è importante per valutare il campo prodotto da antenne complesse (vedi capitolo 5) o di antenne poste vicino al terreno (paragrafo 415).

415. Diagrammi di irradiazione.

Dalla formula [15] e dalla figura 19 si deduce che il dipolo elementare non irradia ugualmente in tutte le direzioni dello spazio, ma, per la presenza del fattore sen θ, la intensità del campo, a parità di r_0, è massima nelle direzioni ortogonali al dipolo e passanti per il suo punto di mezzo (sen 90° = 1) ed è zero lungo il suo asse (sen 0° = zero).

In tutti i punti che si trovano alla stessa distanza r_0 dal centro del dipolo e allo stesso angolo θ tra r_0 e l'asse del dipolo, la intensità di campo ha sempre lo stesso valore. Il campo ha cioè simmetria cilindrica rispetto all'asse del dipolo.

La legge di variazione dei valori del campo irradiato da una qualunque antenna e misurato lungo tutta la superficie di una sfera di raggio molto grande rispetto alla lunghezza d'onda, al cui centro è posta l'antenna, fornisce il *diagramma di irradiazione* o diagramma del campo irradiato dall'antenna. Questo può essere rappresentato in coordinate polari sferiche con i raggi polari proporzionali ai valori del campo. Per la rappresentazione grafica si riportano in genere sul foglio i diagrammi polari del campo di piani contenenti l'antenna. I piani che interessano i problemi di propagazione sono quello orizzontale e quello verticale contenenti il raggio polare proporzionale alla massima intensità di campo.

Si hanno così diagrammi orizzontali e diagrammi verticali del campo. I primi forniscono i valori del campo irradiato da una antenna a tutte le direzioni azimutali e interessano perciò la propagazione per onda di superficie, mentre i secondi indicano i valori del campo irradiato nelle direzioni che formano con l'orizzontale angoli compresi fra zero e 90° ed interessano sia il tipo di propagazione che implica riflessioni ionosferiche, sia collegamenti aeroterrestri ed il radar.

Per alcuni tipi di antenne i cui diagrammi di irradiazione non hanno simmetria cilindrica, la rappresentazione su piani dei diagrammi di campo non è sufficiente ed è opportuno allora ricorrere a diagrammi solidi (rappresentabili con disegni in prospettiva) che forniscono, per tutte le direzioni dello spazio partenti dall'antenna, i valori relativi del campo. In questi casi occorre considerare nel calcolo oltre all'angolo θ verticale, anche un angolo orizzontale φ in funzione del quale il campo varia.

I diagrammi polari del dipolo elementare posto verticalmente, sono rappresentati in figura 20. Si vede come nel piano equatoriale il diagramma è un cerchio che ha per raggio il valore massimo del campo.

Le antenne lineari semplici isolate (lontane dal terreno) hanno tutte un diagramma di campo che presenta simmetria cilindrica rispetto all'asse del filo.

Il diagramma solido è dato dalla rivoluzione intorno all'asse del filo del diagramma polare tracciato su uno qualunque dei piani contenenti l'asse stesso.

Il diagramma di irradiazione di un'antenna viene tracciato risolvendo la corrispondente equazione del campo, la quale è ottenuta eseguendo l'integrazione accennata al paragrafo 414. I suddetti diagrammi presentano, per qualunque antenna reale, un andamento a «lobi». Si ha cioè un certo numero di massimi e di zero del campo, distribuiti nel piano ad angoli θ caratteristici per ogni tipo di antenna.

Per ogni tipo di antenna esiste una funzione di θ che caratterizza il modo di irradiare nello spazio dell'antenna stessa. Tale funzione, indica con $f(\theta)$, è detta *fattore di distribuzione del campo* ed ha dei valori massimi e dei valori nulli.

Nei capitoli 4 e 5, sono indicati per ogni tipo di antenna le rispettive $f(\theta)$ ed i diagrammi di irradiazione nei piani più importanti.

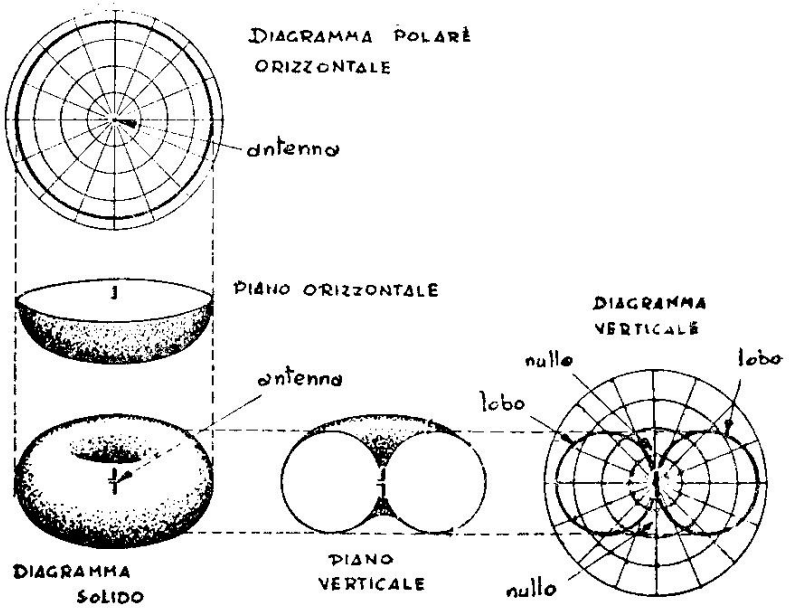


FIG. 20 – *Diagramma di irradiazione del dipolo elementare.*

Alle volte interessa l'angolo complementare di θ. Viene in tal caso sostituito all'angolo θ, l'angolo $\Delta = 90° - \theta$. Ciò facendo il diagramma non cambia evidentemente di forma.

Per il dipolo elementare (formula 15) si ha:

$$f(\theta) = \text{sen } \theta = \cos \Delta$$

416. Effetto della terra.

Quando un'antenna non è molto lontana dalla terra o non può essere considerata tale, il suo diagramma di irradiazione nel vuoto viene modificato dalla presenza del terreno il quale presenta una certa conduttività e si comporta per le radio onde come una superficie riflettente.

L'energia irradiata verso terra viene riflessa come è indicato in figura 21. Il campo totale di una direzione qualunque è dato dalla *somma vettoriale* dell'onda diretta e dell'onda riflessa tenendo perciò conto della differenza di percorso che si traduce in differenza di fase nel punto P lontano.

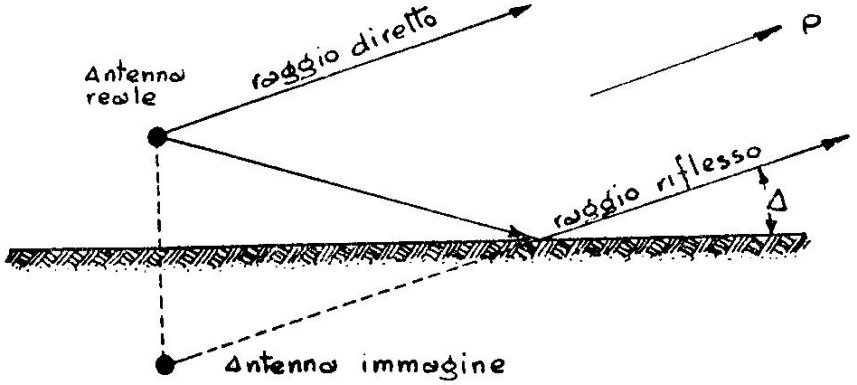


FIG. 21 – *Riflessione sul terreno.*

Per semplicità è conveniente considerare che l'onda riflessa sia prodotta non dalla riflessione, ma da una *antenna immagine* posta sotto la superficie della terra.

L'antenna immagine deve avere una configurazione fisica che sia la immagine speculare dell'antenna reale. Se il terreno può considerarsi perfetto conduttore, le ampiezze delle correnti nelle corrispondenti parti dell'antenna reale e di quella immagine, sono uguali. Le direzioni delle correnti dell'antenna immagine devono invece essere tali che le componenti verticali abbiano la *stessa direzione* delle componenti verticali dell'antenna reale mentre le componenti orizzontali devono essere *opposte*, come indicato in figura 22.

Nel caso che il terreno non possa considerarsi perfetto conduttore e che abbia perciò un coefficiente di riflessione inferiore all'unità, la ampiezza e la fase delle correnti immagini risultano diverse da quelle ideali.

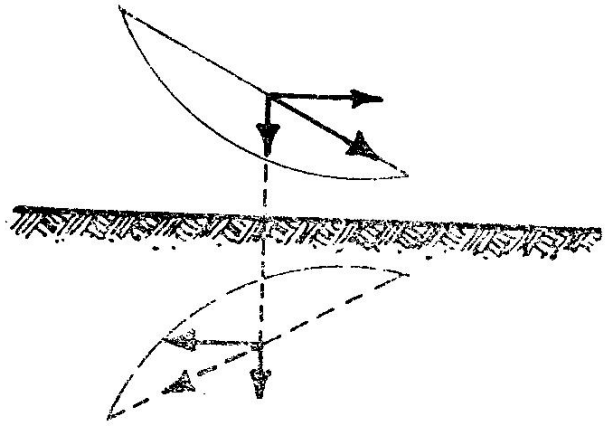


FIG. 22 - *Antenna immagine.*

Il campo risultante a grande distanza di due sorgenti qualsiasi (fig. 23) è in generale:

$$E_r^2 = E_a^2 + E_b^2 + 2E_a E_b \cos\left(\frac{2\pi d \cos \varnothing}{\lambda} + \beta\right) \qquad [17]$$

dove:

E_r = campo risultante in volt/metro;
d = distanza in metri fra le due sorgenti;
E_a, E_b = campi componenti in volt/metro;
$\varnothing$ = angolo in gradi tra l'allineamento delle due sorgenti e la direzione considerata;
β = angolo di fase in radianti tra le correnti delle due sorgenti;
λ = lunghezza d'onda in metri.

Nel caso di antenna reale e di antenna immagine la situazione è tale da poter applicare la formula [17] con le seguenti precisazioni

— la distanza d tra le sorgenti è pari a $2H$, detta H l'altezza dell'antenna reale dal terreno;

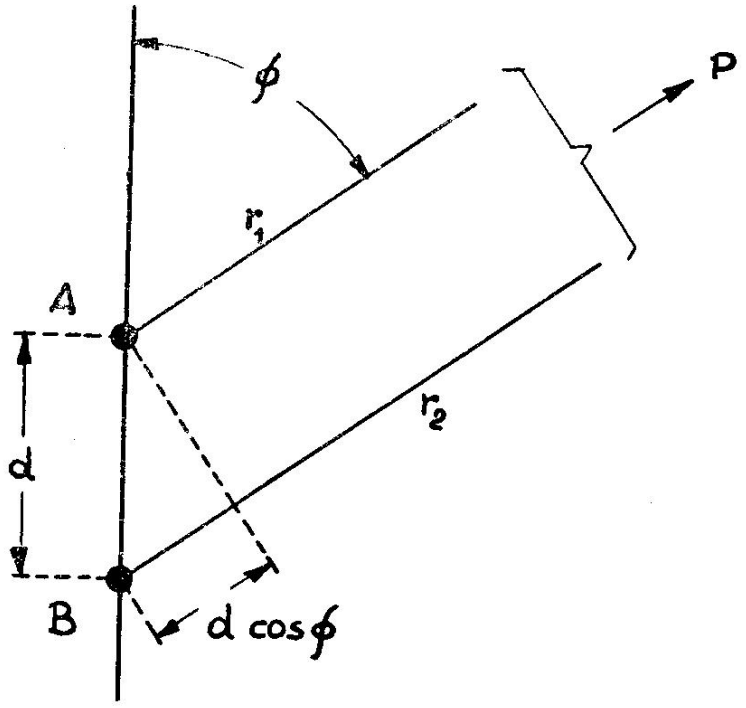


FIG. 23 - *Composizione dei campi di 2 sorgenti.*

— all'angolo ø può sostituirsi per comodità l'angolo $\Delta = 90° -$ — ø detto angolo di elevazione (sull'orizzontale);

— i campi E_a ed E_b possono considerarsi eguali;

— l'angolo β è zero per antenne con immagini positive (componenti verticali delle correnti o antenne verticali) ed è di $180° = \pi$ rad. per immagini negative (componenti orizzontali e antenne orizzontali).

Detta perciò E_a l'intensità del campo che l'antenna reale irradierebbe qualora fosse isolata nello spazio (lontana dal terreno) la [17], con

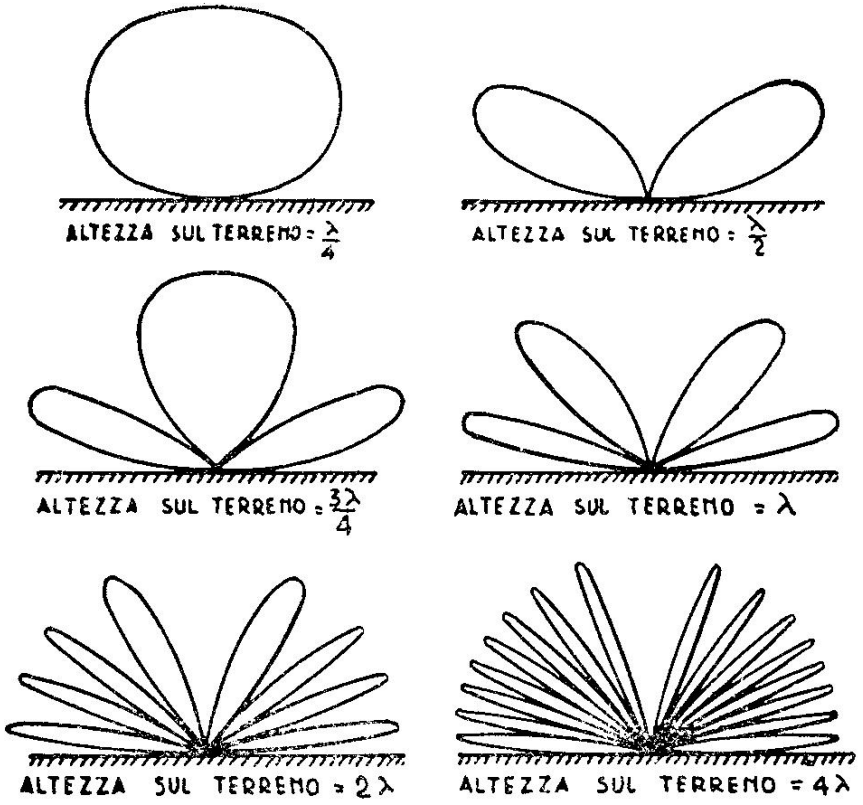


FIG. 24 - *Diagramma polare del fattore* $\left[2 \text{ sen } \left(2\pi \frac{H}{\lambda} \text{ sen } \Delta\right)\right]$ *per alcuni valori di* H/λ *illustrante come l'altezza sul terreno influisce sulle caratteristiche direzionali dell'antenna.*

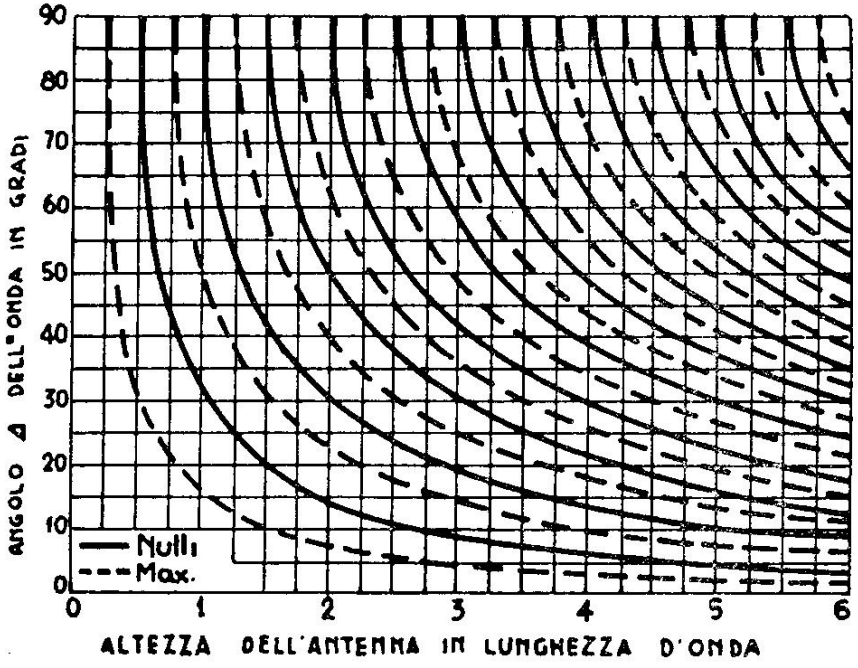


FIG. 25 - *Valori massimi e zero fattore* $\left[2 \text{ sen } \left(2\pi \frac{H}{\lambda} \text{ sen } \Delta\right)\right]$

Le curve rappresentano gli angoli verticali ai quali la riflessione del terreno produce un raddoppiamento od un annullamento della radiazione.

alcuni passaggi, si trasforma nelle due formule seguenti del campo risultante:

Per immagini positive (componenti verticali)

$$E_{ro} = 2E_a \cos\left(2\pi \frac{H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right) \qquad [18]$$

Per immagini negative (componenti orizzontali)

$$E_{ro} = 2E_a \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right) \qquad [19]$$

In queste formule le notazioni sono quelle precedentemente spiegate (vedere anche figura 21). Notare che l'angolo Δ può essere espresso in gradi mentre l'angolo complessivo $\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)$ risulta espresso in radianti e può essere trasformato in gradi scrivendolo $\left(\frac{360° H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)$.

Come è evidente dalle formule [18] e [19] il valore massimo del fattore $2 \cos\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)$ è uguale a 2 quando $\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta =$ zero ed il valore massimo del fattore $2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)$ è uguale a 2 quando $\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta = \frac{\pi}{2} + 2\pi n$ dove n è un intero. Pertanto con polarizzazione verticale il massimo si può avere per qualunque combinazione di H e di Δ eccetto che per $\Delta = 90°$ mentre con polarizzazione orizzontale l'altezza minima H che determina il massimo all'angolo Δ prefissato è data dalla relazione

$$\frac{H}{\lambda} = \frac{1}{4 \operatorname{sen} \Delta} \qquad [19 \text{ bis}]$$

che è di carattere del tutto generale per qualunque tipo di antenna orizzontale in presenza di terreno perfetto conduttore.

La figura 24 indica la natura del fattore $2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)$ per alcuni valori di $\frac{H}{\lambda}$ e la figura 25 indica i valori massimo e zero dello stesso fattore al variare dell'altezza $\frac{H}{\lambda}$.

Con immagini positive si scambiano le posizioni di massimo e di zero rispetto a quelle con immagini negative e lungo la terra (perfetta) vi è sempre un massimo (mentre con immagini negative vi è sempre un nullo).

417. Polarizzazione.

Il *piano di polarizzazione* di un'antenna è il piano che contiene le linee di forza del campo elettrico di irradiazione da essa prodotto, e l'antenna stessa.

In questo piano, il vettore fisico del campo elettrico può essere orientato in varie direzioni a seconda dell'angolo tra la congiungente il punto considerato e l'antenna, in quanto detto vettore è sempre perpendicolare alla suddetta congiungente.

Se la direzione del vettore fisico del campo è orizzontale (rispettivamente verticale) il campo è polarizzato orizzontalmente (rispettivamente verticalmente).

Si dice in genere che un'antenna orizzontale produce un campo polarizzato orizzontalmente perchè è in tale direzione che si hanno le maggiori intensità di campo e per lo stesso motivo una antenna verticale si dice che produce un campo polarizzato verticalmente. Ciò non toglie che in determinati punti dello spazio il campo di un'antenna per es. orizzontale possa presentare componenti polarizzate verticalmente.

È detto *fronte d'onda* il piano perpendicolare al percorso dell'onda e. m. viaggiante nello spazio (paragrafo 414).

La massima tensione indotta in una antenna ricevente si ha quando questa è perpendicolare al fronte d'onda ed è disposta sul piano di polarizzazione (contenente il vettore fisico E) dell'onda stessa (paragrafo 427).

418. Antenne risonanti.

Un conduttore rettilineo isolato, di lunghezza L, è capace di entrare in risonanza elettrica ad una serie di frequenze. L'analogia meccanica del fenomeno è quella delle corde elastiche vibranti, tese tra due punti rigidi. La più bassa frequenza di risonanza si ha quando la lunghezza L del conduttore è la metà della lunghezza d'onda λ_1 corrispondente alla frequenza f_1 della corrente alternata a r.f. che percorre il conduttore. Si dice allora che il conduttore risuona sulla fondamentale. Si ha in tal caso:

$$L = \frac{\lambda_1}{2} = \frac{1}{2} \frac{300}{f_1} = \frac{150}{f_1} \qquad [20]$$

dove: λ_1 ed L sono espresse in metri ed f_1 è espressa in Mc/s.

Le frequenze diverse che sono capaci di fare entrare in risonanza il conduttore di lunghezza L, sono quelle multiple intere di f_1 (armoniche).

Si ha perciò:

Seconda armonica

$$L = \lambda_2 = \frac{300}{f_2} \qquad [20\text{ bis}]$$

Terza armonica

$$L = 1{,}5\lambda_3 = \frac{450}{f_3} \qquad [20\text{ ter}]$$

e così via sino all'infinito.

L'antenna risonante oscilla permanentemente se ad ogni ciclo viene rifornita dell'energia perduta per irradiazione e per le resistenze passive. Ciò si ottiene appunto *alimentando* l'antenna con un trasmettitore a r. f.

Agli effetti del fenomeno di risonanza il punto di alimentazione può essere qualunque.

La risonanza, dovuta alla riflessione dell'onda di corrente che si verifica alle due estremità, ha come effetto un particolare andamento della corrente lungo l'antenna detto ad *onde stazionarie*. Si formano cioè dei massimi e dei nulli nei valori della corrente alternata sinusoidale i quali sono localizzati in punti del conduttore distanti mezza lunghezza d'onda tra i nulli o tra i massimi.

Nei punti intermedi tra un nullo ed un massimo il valore efficace o massimo della corrente varia teoricamente con legge sinusoidale. Ad ogni mezza lunghezza d'onda del conduttore la fase della corrente si inverte bruscamente di 180°.

Onde stazionarie analoghe si formano anche nella tensione presente sull'antenna, ma queste non coincidono con quelle della corrente essendo sfasate di 90° lungo il conduttore.

La figura 26 mostra l'andamento della distribuzione della corrente e della tensione e le rispettive relazioni di fase, in un conduttore risonante e perciò sede di onde stazionarie, lungo $2{,}5\lambda$.

Si noti che alle estremità del conduttore la corrente è sempre nulla e la tensione è sempre massima. I punti di massimo e di nullo vengono detti *ventri* e *nodi* rispettivamente (di tensione o di corrente). Ad ogni nodo di corrente corrisponde un ventre di tensione e viceversa.

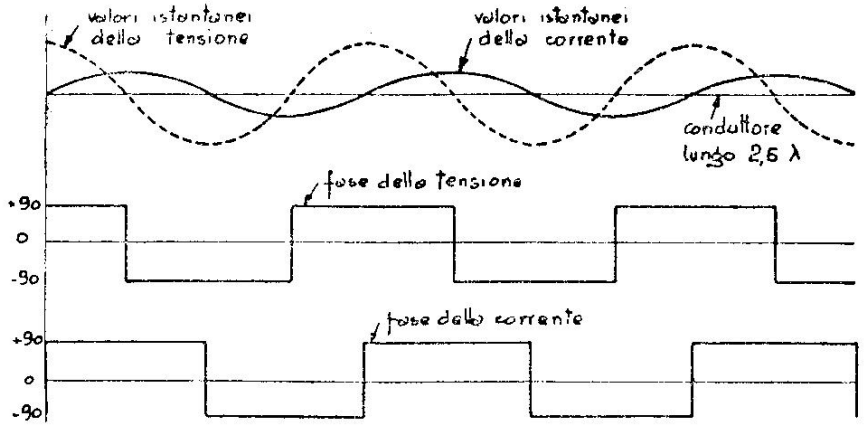


FIG. 26 – *Onde stazionarie di corrente e di tensione e fase relativa.*

L'espressione del valore istantaneo della corrente di un punto x del conduttore distante $\frac{x}{\lambda}$ da un'estremità è la seguente:

$$i_x = i_0 \operatorname{sen} \frac{2\pi x}{\lambda} = I_0 \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \frac{2\pi x}{\lambda} \qquad [21]$$

dove:

i_0 = valore istantaneo della corrente in un ventre.

I_0 = valore massimo della corrente in un ventre.

ω = $2\pi f$.

$\frac{2\pi x}{\lambda}$ = angolo elettrico corrispondente alla lunghezza x. Quella del valore istantaneo della tensione:

$$v_x = v_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} = V_0 \operatorname{sen} \omega t \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \qquad [22]$$

Le notazioni della [22] sono analoghe a quelle della [21].

Le curve della figura 26 possono rappresentare i valori istantanei o massimi della corrente e della tensione lungo l'antenna.

419. Antenne ad onda progressiva.

Ogni linea o conduttore filiforme è un circuito elettrico a costanti distribuite. Infatti per ogni unità di lunghezza il conduttore presenta la stessa resistenza, la stessa induttanza e la stessa capacità. Questa situazione porta alla definizione di impedenza propria della linea o del conduttore. Poichè tale impedenza dipende dalle dimensioni fisiche del sistema e dai materiali conduttori ed isolanti impiegati, è detta *impedenza caratteristica* e viene indicata con Z_0.

Una linea ad un solo filo (con il ritorno lungo la terra) terminante con un'impedenza concentrata uguale alla Z_0 della linea e alimentata all'altra estremità con energia a r. f. è percorsa da una corrente di valore efficace costante in ogni punto del conduttore. Tale corrente ritarda progressivamente di fase quanto più si allontana dal generatore in ragione di 2π radianti (360°) per ogni lunghezza d'onda del conduttore. Una tale corrente è detta *progressiva* ed il conduttore dalla quale è percorso è capace di irradiare l'energia fornitagli. Tale conduttore è detto *antenna ad onda progressiva o antenna non risonante.*

In figura 27 è mostrata la distribuzione della corrente e l'andamento della fase in un'antenna ad onda progressiva.

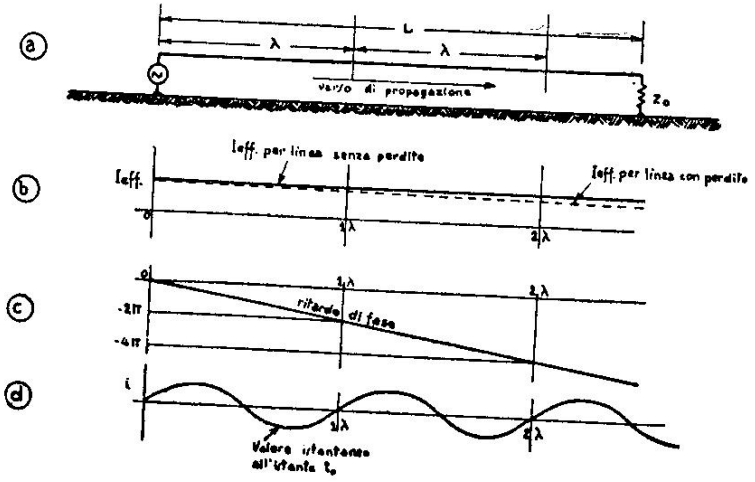


FIG. 27 – *Corrente progressiva.*

420. L'antenna come circuito elettrico.

Qualunque antenna rappresenta un circuito elettrico a costanti distribuite, e come tale si comporta nel funzionamento.

Le equivalenze elettriche tra circuiti a costanti concentrate e circuiti a costanti distribuite sono perciò direttamente applicabili anche nelle antenne. Le antenne pertanto possiedono tutte le caratteristiche elettriche di qualsiasi circuito elettrico. Esse presentano così una certa impedenza di ingresso, risultante da componenti resistive e reattive dovute alle resistenze ed alle reattanze (induttanze e capacità). Tali componenti si determinano nell'antenna a causa della sua conformazione fisica, delle dissipazioni che in essa avvengono, ivi compresa l'irradiazione, e degli eventuali accoppiamenti elettrici con altri conduttori o circuiti. La suddetta impedenza sarà sempre, come in qualunque circuito, il rapporto tra una tensione e una corrente, presenti nell'antenna stessa.

Le antenne accordate, funzionanti come circuiti risonanti avranno una loro curva di risonanza, la quale determina la banda passante di frequenza, ad un loro coefficiente di merito (Q).

Le antenne non risonanti equivalgono a circuiti aperiodici.

La potenza irradiata porta alla definizione del rendimento di antenna.

Infine la caratteristica di irradiare con intensità di campo diversa per ogni direzione partente dall'antenna porta alla definizione di direttività e di guadagno.

Nei paragrafi seguenti vengono definite le varie grandezze elettriche ora accennate. Soltanto la conoscenza dei valori di tali grandezze permette di progettare e di impiegare un'antenna che fornisca le migliori prestazioni possibili.

421. Impedenza propria e larghezza di banda.

L'impedenza propria di un'antenna è l'impedenza che essa presenta al generatore (o alla linea di alimentazione) nel punto di alimentazione.

Per un'antenna isolata (lontana dal terreno e da altri conduttori) tale impedenza comprende tutte le resistenze di perdita ivi compresa quella dovuta all'irradiazione (*vedi* par. 422) la quale per il circuito dell'antenna può considerarsi una dissipazione, e tutte le reattanze presenti nell'antenna.

Un'antenna risonante dovrebbe presentare un'impedenza puramente resistiva così come in un circuito risonante le reattanze positive e negative si annullano alla risonanza. Tagliando un'antenna risonante alla lunghezza esatta data dalle formule [20], [20bis], [20 ter] si dimostra

che è presente una reattanza detta di irradiazione di segno positivo (induttiva). Occorre annullare tale reattanza per ottenere la risonanza e ciò si fa facilmente accorciando l'antenna di una quantità che dipende dal valore della impedenza propria dell'antenna e dal rapporto lunghezza/diametro del conduttore.

Tanto maggiore è tale rapporto, tanto minore dovrà essere l'accorciamento da eseguire per ottenere la risonanza. Per antenne risonanti molto sottili l'accorciamento è dell'ordine del 5 % della lunghezza L.

Un'antenna con basso rapporto lunghezza/diametro si comporta come un circuito risonante con basso Q. Ciò significa che la curva di risonanza dell'antenna è piatta al variare della frequenza e pertanto consente la trasmissione senza eccessiva attenuazione reciproca di una larga banda di frequenze.

L'impedenza propria di un'antenna risonante in un punto generico x è data da:

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x}$$

e, per le [21] e [22]

$$Z_x = Z_0 \cot \frac{2\pi x}{\lambda} \qquad [23]$$

dove Z_0 è l'impedenza caratteristica dell'antenna.

La [23] non si verifica mai in pratica per varie circostanze e la Z_x raggiunge un minimo non nullo, ma pari a 73 ohm per antenne molto sottili e pari a 60 ohm per antenne molto grosse, mentre il massimo non è infinito ma varia da parecchie migliaia di ohm per antenne sottili a qualche centinaio di ohm per antenne molto grosse.

La figura 28 mostra l'andamento qualitativo dell'impedenza lungo una delle antenne più diffuse (dipolo $\lambda/2$).

Quando l'antenna è posta in vicinanza di un piano riflettente o di altre antenne, il valore dell'impedenza propria si modifica ancora a causa delle componenti reattive e resistive dell'impedenza mutua tra l'antenna e gli altri conduttori.

L'impedenza propria o resistenza di ingresso di un'antenna non risonante è uguale alla sua impedenza caratteristica e vale

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{2b}{a} \qquad [24]$$

dove b è la distanza tra il conduttore e la terra, ed a è il raggio del conduttore.

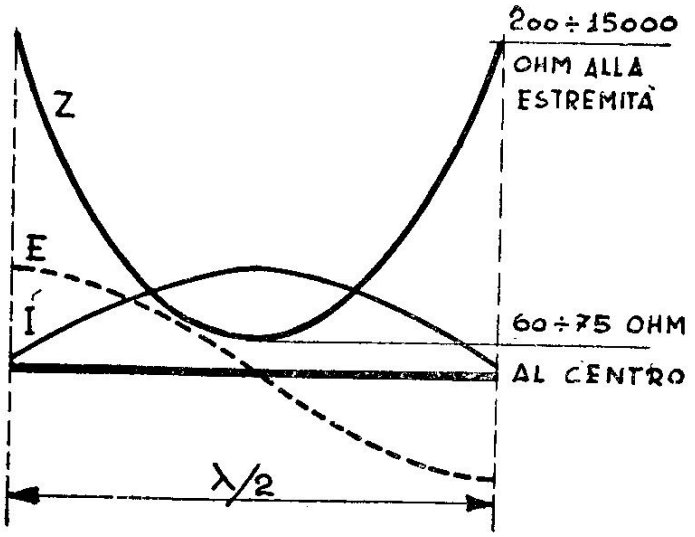


FIG. 28 – *Andamento dell'impedenza in una antenna λ/2.*

422. Resistenza di radiazione.

L'energia elettromagnetica irradiata da un'antenna viene espressa postulando una ipotetica resistenza di radiazione R, di valore tale che, se inserita in serie all'antenna assorbirebbe la stessa potenza che viene realmente irradiata. Il valore della resistenza di radiazione dipende dalla configurazione geometrica dell'antenna e dal punto in cui essa è considerata inserita. In generale:

$$R_r = \frac{P_r}{I^2} \qquad [25]$$

dove:

P_r = potenza irradiata in Watt
I = corrente efficace nel punto considerato in Amper.

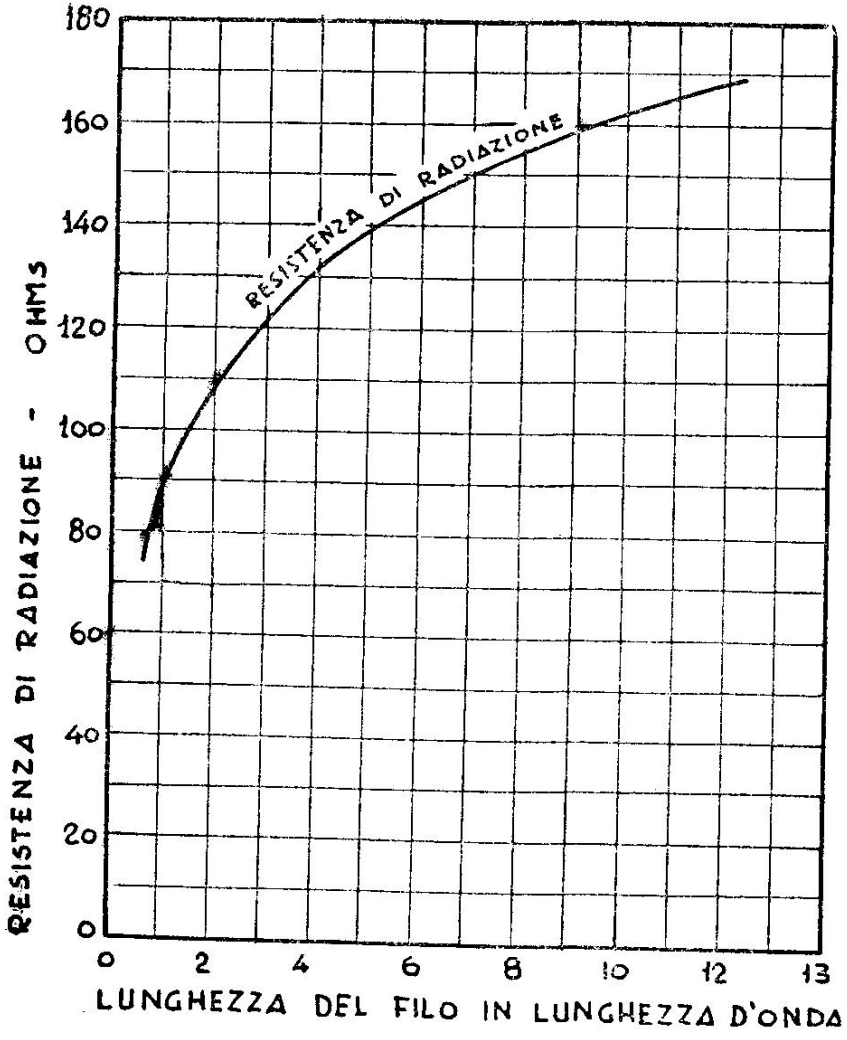


FIG. 29 – *Resistenza di radiazione di una antenna risonante isolata.*

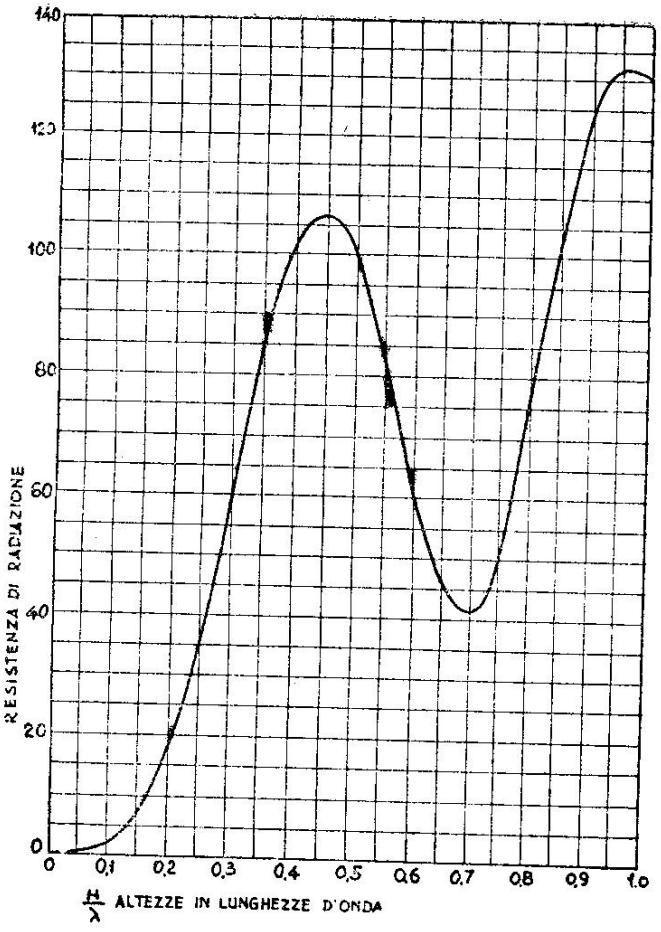


FIG. 30 – *Resistenza di radiazione dell'antenna verticale a terra. La resistenza indicata è riferita al ventre di corrente. Quando la resistenza va riferita alla corrente alla base, moltiplicare per il fattore* $1/\text{sen}\left(2\pi\,\frac{H}{\lambda}\right)$.

Poichè il valore di I, nelle antenne risonanti, è variabile da punto a punto, si stabilisce che la resistenza di radiazione *venga riferita sempre ad un ventre di corrente per le antenne risonanti isolate ed alla corrente alla base di antenne connesse a terra.*

La R_r è un semplice coefficiente di proporzionalità tra il quadrato della corrente e la potenza irradiata per effetto di tale corrente. Essa pertanto è funzione unicamente delle dimensioni fisiche dell'antenna ed è indipendente dalla corrente.

In figura 29 è mostrata la curva della resistenza di radiazione di antenne risonanti isolate per valori di L da $\lambda/2$ a 12λ e per diametro del conduttore tendente a zero.

La figura 30 indica la resistenza di radiazione di un'antenna verticale connessa a terra al variare della sua lunghezza e riferita ad un ventre di corrente.

Anche la resistenza di radiazione è modificata dalla presenza della terra.

423. Impedenza mutua tra antenne induttivamente accoppiate.

Se il campo induttivo di un'antenna abbraccia con notevoli intensità altri conduttori ed altre antenne, e specialmente se questi possono entrare in risonanza alla frequenza di lavoro dell'antenna in esame, le cose si svolgono come tra circuiti accoppiati induttivamente.

In aggiunta alle f.e.m. applicate alle varie antenne, si generano in esse delle f.e.m. di mutua induzione dovute agli effetti che il campo induttivo di ciascuna ha su tutte le altre. Queste f.e.m. sono funzione del coefficiente di mutua induzione M tra le antenne, il quale dà luogo ad una impedenza mutua ωM e definita con:

$$Z_{nm} = \frac{E_m}{I_n}$$

dove I_n è la corrente che scorre nell'antenna n, ed E_m è la tensione equivalente indotta nell'antenna m. È necessario specificare a quali punti delle varie antenne viene riferita sia E_m che I_n. Se ciò non è specificato si suppone che i punti di riferimento siano i ventri di corrente.

L'ampiezza e l'angolo di fase dell'impedenza mutua tra due antenne dipendono dalla loro distanza e dalla loro posizione reciproca.

L'impedenza mutua è generalmente formata da una componente reattiva in quadratura con una componente resistiva. Quest'ultima è molto importante nel caso di antenne risonanti accoppiate in quanto modifica il valore delle resistenza di radiazione. In particolare per antenne risonanti lunghe $\lambda/2$ l'andamento della componente resistiva dell'impedenza mutua è quella della fig. 31 se esse sono parallele ed affiancate ed è quella della fig. 32 se esse sono colineari. Questi due grafici sono applicabili ad antenne $\lambda/2$ orizzontali o verticali al di sopra del terreno ed in presenza quindi della loro antenna immagine ove si indichi con d il doppio dell'altezza H dal terreno. Per antenne orizzontali la componente resistiva della impedenza mutua tra antenna reale e antenna immagine va *sottratta* al valore della resistenza di radiazione dell'atenna isolata, mentre per antenne verticali detta componente va *sommata* quando l'antenna è lunga un numero pari di $\lambda/2$ e va *sottratta* quando l'antenna è lunga un numero dispari di $\lambda/2$.

424. Potenza irradiata e rendimento.

La potenza totale irradiata da un'antenna in tutte le direzioni è data dalla potenza di alimentazione meno la potenza trasformata in calore nelle resistenze passive quali perdite nei conduttori e nella terra, perdite per effetto corona, perdite dielettriche sugli isolatori e sui sostegni. Le resistenze di perdita, così come quella di irradiazione, possono essere rappresentate da una resistenza che, se fosse inserita nel circuito di antenna, assorbirebbe la stessa potenza dissipata nei vari modi suddetti. Pertanto la potenza di alimentazione viene totalmente dissipata dalla somma $R_r + R_1$ della resistenza di radiazione R_r e della resistenza complessiva di perdita R_1. *La somma $R_r + R_1$ è perciò la componente resistiva dell'impedenza propria dell'antenna.*

La frazione dell'energia totale fornita all'antenna, che viene convertita in energia irradiata, e cioè il rendimento dell'antenna come radiatore, e il rapporto:

$$\mu = \frac{R_1}{R_r + R_1} \qquad [28]$$

Il rendimento realizzabile in pratica è dipendente dalla lunghezza d'onda. Alle frequenze elevate dove le dimensioni dell'antenna sono dell'ordine di un quarto d'onda o superiori, il rendimento raggiunge il 75÷95 %. Alle frequenze più basse il rendimento diminuisce.

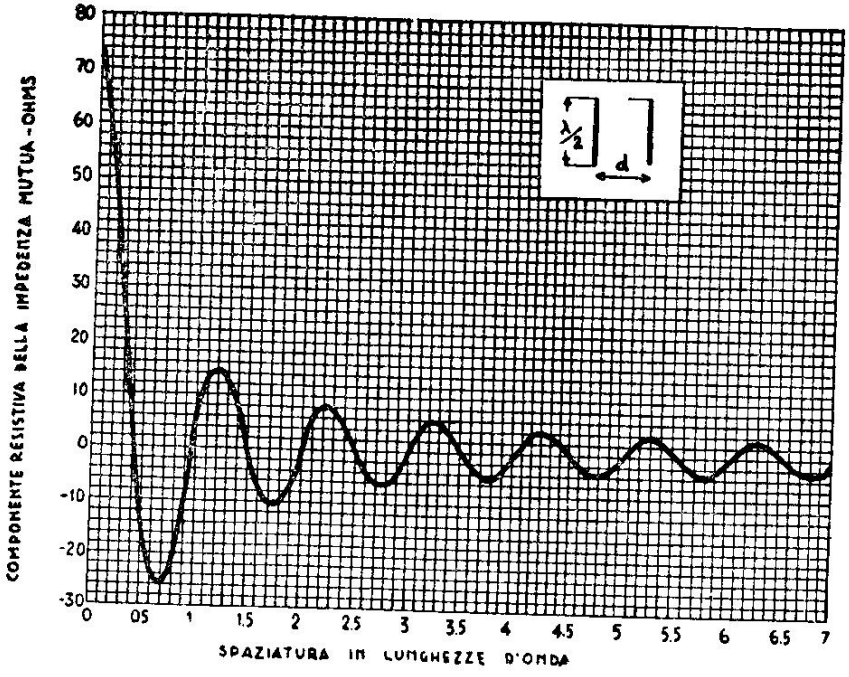


FIG. 31 – *Componente resistiva dell'impedenza mutua tra due antenne mezza onda parallele affiancate.*

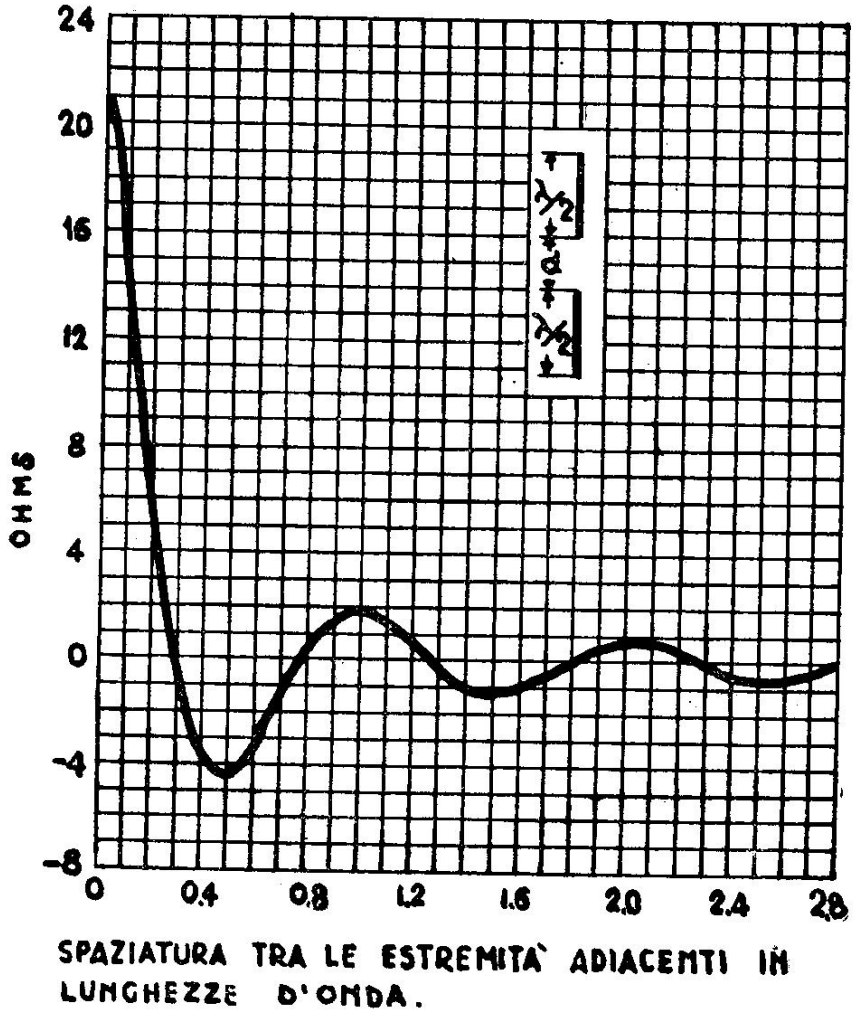


FIG. 32 – *Componente resistiva della impedenza mutua tra due antenne collineari in mezza onda.*

425. Guadagno di potenza ed antenne di riferimento.

La potenza totale irradiata da una qualsiasi antenna reale non si distribuisce uniformemente nello spazio.

Qualsiasi antenna reale presenta perciò un certo grado di *direttività* che è la sua attitudine a concentrare l'irradiazione in una o più direzioni privilegiate a scapito di altre direzioni.

Confrontando un'antenna reale con un'antenna ideale che irradia egualmente in tutte le direzioni dello spazio e supponendo che la potenza irradiata in una direzione privilegiata sia uguale per ambedue, si introduce il concetto di coefficiente di direttività o *guadagno* dell'antenna reale rispetto all'antenna ideale di riferimento.

Quantitativamente il guadagno è il rapporto tra la potenza che deve essere applicata all'antenna di riferimento con irradiazione uniforme (isotropo) per ottenere una certa intensità di campo in una data direzione, e la potenza che deve essere applicata all'antenna direzionale per *ottenere lo stesso campo nella stessa direzione, ossia:*

$$G = \frac{P \text{ antenna di riferimento}}{P \text{ antenna in esame}} \qquad [27]$$

Un'antenna direttiva, alimentata dalla potenza P_T produrrà alla distanza r un campo efficace E che nella direzione privilegiata sarà massimo. Nel punto P distante r la densità di potenza o potenza per unità di superficie vale

$$\frac{E^2}{120\pi} \qquad [28]$$

con E = valore efficace del campo nel punto P.

Sostituendo l'antenna direttiva con un radiatore isotropo, sarà necessario fornire ad essa una potenza $P_0 = GP_T$ maggiore di P_T per ottenere alla stessa distanza r lo stesso campo E.

Infatti la potenza che prima era concentrata in una certa misura verso il punto P è ora diretta in tutte le direzioni dello spazio. La densità di potenza in questo caso sarà espressa dal rapporto tra la potenza fornita all'isotropo e la superficie della sfera di raggio r:

$$\frac{GP_T}{4\pi r^2} \qquad [29]$$

Le due densità di potenza [28] e [29] sono uguali e pertanto:

$$E = \frac{\sqrt{30\ P_T G}}{r} \text{ Volt/metro} \qquad [30]$$

dove:

P_T = potenza irradiata in watt
G = guadagno di potenza rispetto all'isotropo (numerico)
r = distanza dall'antenna in metri
E = valore efficace del campo nella direzione privilegiata, in Volt/metro.

La stessa formula [30] si applica per ricavare il guadagno di una antenna rispetto all'isotropo quando si conoscono gli altri dati:

$$G = \frac{E^2 r^2}{30\ P_T}$$

Il campo E prodotto da un'antenna direttiva in una direzione diversa da quella privilegiata è funzione dell'angolo tra la direzione considerata e la direzione di massimo. Detto θ tale angolo o il suo complementare, si avrà:

$$E\theta = f(\theta)$$

e pertanto si avrà anche:

$$G\theta = f^2(\theta)$$

Per le $f(\theta)$ delle varie antenne semplici, vedere il capitolo 3.
Il guadagno si esprime di solito anche in termini di decibel e cioè:

$$G_{db} = 10 \log_{10} G \quad (db) \qquad [31]$$

Le antenne di riferimento usate in molti casi per indicare il guadagno sono, oltre all'isotropo, il dipolo elementare e il dipolo $\lambda/2$.
Il dipolo elementare ha rispetto all'isotropo un guadagno di 1,5 (1,76 *db*).
Il dipolo $\lambda/2$ ha un guadagno rispetto all'isotropo di 1,64 (2,15 *db*) e quindi un guadagno rispetto al dipolo elementare di $\frac{1,64}{1,5} = 1,094$ (2,15 — 1,76 = 0,39 *db*).

Nei problemi di propagazione è spesso utile riferire il guadagno al dipolo molto corto (rispetto alla lunghezza d'onda) posto verticalmente sul terreno perfetto conduttore. Esso ha un guadagno di 3 rispetto all'isotropo (4,77 *db*).

I guadagni massimi reciproci delle antenne di riferimento suddette sono riepilogati nella seguente tabella 1.

TABELLA 1

Antenna di riferimento	G_{is} Rispetto all'isotropo		G_0 Rispetto al dipolo elem.		$G_{\lambda/2}$ Rispetto al dipolo $\lambda/2$		G_1 Rispetto al dipolo corto a terra	
	N.	db	N.	db	N.	db	N.	db
Isotropo	1	0	0,666	—1,76	0,61	—2,15	0,333	—4,77
Dipolo elementare	1,5	1,76	1	0	0,914	—0,39	0,5	—3
Dipolo $\lambda/2$ isolato	1,64	2,15	1,094	0,39	1	0	0,547	—2,62
Dipolo corto a terra	3	4,77	2	3	1,83	2,62	1	0

Per ogni tipo di antenna di riferimento può essere adoperata la formula (30) del campo massimo irradiato (nello spazio libero)

Isotropo

$$E_{is} = \frac{\sqrt{30\ P_T}}{r}$$

Dipolo elementare

$$E_0 = \frac{\sqrt{45\ P_T}}{r}$$

Dipolo

$$E_{\lambda/2} = \frac{\sqrt{49\ P_T}}{r}$$

Dipolo corto a terra

$$E_1 = \frac{\sqrt{90\ P_T}}{r}$$

426. Forza cimomotrice (f.c.m.).

Ricavando il prodotto $E \cdot r$ dalla [30] si ottiene una quantità notevole di cui si fa uso in propagazione, la quale risulta misurata in Volt e si indica con F:

$$F = E \cdot r = \sqrt{30\ G_0\ P_T} \text{ (volt)} \qquad [32]$$

Tale prodotto è detto *forza cimomotrice* (f.c.m.).

Per la presenza del guadagno G_0 la [32] indica la f.c.m. massima dell'antenna.

Si usa indicare in Volt la f.c.m. di un'antenna quando questa è priva di perdite ed è alimentata con la potenza di 1 kW o di 1 W. Si ha perciò:

Per $P_T = 1$ *KW*		*Per* $P_T = 1$ *Watt*	
F_{is}	= 173 Volt	F_{is}	= 5,48 Volt
$F\lambda/2$	= 212 »	F_0	= 6,7 »
F_0	= 221 »	$F\lambda/2$	= 7,0 »
F_1	= 300 »	F_1	= 9,48 »

La f.c.m. serve a caratterizzare le condizioni di funzionamento in trasmissione di ogni sistema irradiante.

Nelle direzioni diverse da quella di massima irradiazione si ha ovviamente (*vedi* precedente par. 425):

$$F\theta = F_m \cdot f(\theta)$$

427. Antenne riceventi.

Un'antenna ricevente è capace di sottrarre energia da un'onda radio che la colpisce. Questa induce nell'antenna delle tensioni che si distribuiscono per tutta la sua lunghezza. Il valore della tensione indotta per metro di conduttore è:

$$V' = E \cos\varphi \cos\varphi \ (V/m) \qquad [33]$$

dove:

E = intensità del campo in V/m

φ = angolo tra il piano di polarizzazione e il conduttore

φ = angolo tra il fronte d'onda e il conduttore.

La tensione indotta genera una corrente lungo l'antenna e l'energia del campo può essere così consegnata ad una impedenza di carico di opportuno valore che venga inserita nell'antenna. Il circuito equivalente di antenna è quello di figura 33 nel quale alla tensione indotta distribuita è sostituita una tensione equivalente concentrata V pari a $IZ = I\ (Z_a + Z_L)$. L'impedenza Z_a è la impedenza equivalente d'antenna vista dal carico e la sua componente resistiva è la somma $R_r + R_1$ della resistenza di radiazione e della resistenza complessiva di perdita. L'impedenza Z_L è l'impedenza di carico.

Le proprietà di un'antenna ricevente sono analoghe sotto quasi tutti gli aspetti a quelle della stessa antenna quando essa funziona da

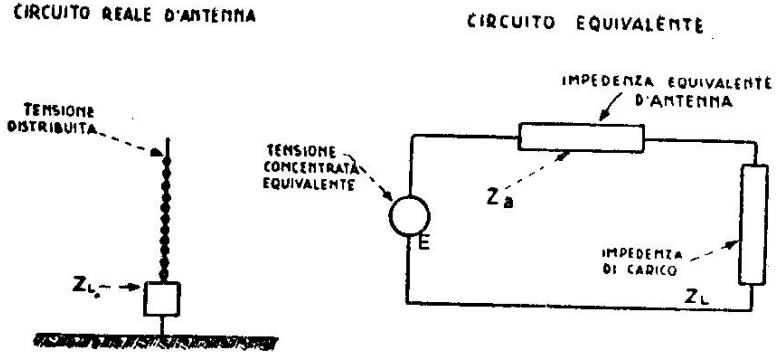


FIG. 33 – *Antenna ricevente reale con impedenza di carico Z_L e tensione indotta distribuita e circuito equivalente.*

antenna trasmittente. Il guadagno massimo e quello nelle varie direzioni, nonchè l'impedenza propria, sono uguali nella stessa antenna sia nella trasmissione che nella ricezione.

Viene postulato perciò il seguente *teorema di reciprocità* (Carson–Rayleigh):

« Se una forza elettromotrice E applicata ad un'antenna 1 produce una corrente I in un certo punto di un'altra antenna 2, la medesima f. c. m. E applicata allo stesso punto dell'antenna 2 produce una stessa corrente I (uguale in ampiezza e fase) nel punto dell'antenna 1 dove era stata prima applicata la f. c. m. E ».

La corrente (valore efficace) che scorre nel circuito equivalente di figura 33, nel caso che l'antenna sia disposta sul piano di polarizzazione e sia parallela al fronte d'onda, è data da:

$$I = \frac{E\lambda \sqrt{R_r G_0}}{Z\pi \sqrt{120}} \qquad [34]$$

dove:

R_r = resistenza di radiazione
G_0 = guadagno rispetto all'isotropo
λ = lunghezza d'onda
Z = impedenza totale del circuito equivalente = $Z_a + Z_L$
E = intensità efficace del campo nelle vicinanze dell'antenna.

È detta *altezza efficace* di un'antenna ricevente il rapporto tra la tensione equivalente indotta V e l'intensità di campo E.

$$h = \frac{IZ}{E} = \frac{\lambda \sqrt{R_r G_0}}{\pi \sqrt{120}} \qquad [35]$$

La potenza che l'antenna ricevente consegna al carico è massima quando:

— le resistenze di perdita sono uguali a zero;
— la resistenza di carico è uguale alla resistenza di radiazione;
— l'asse dell'antenna è parallelo al piano di polarizzazione ed al fronte d'onda;
— la reattanza del carico è uguale e di segno contrario alla componente reattiva dell'impedenza equivalente d'antenna.

In tali condizioni $Z = 2R_r$ e pertanto dalla [34] la potenza massima consegnata al carico è:

$$P_r = I^2 R_r = \frac{G_0 E^2 \lambda^2}{480\ \pi^2} \qquad [36]$$

È detta *area di cattura* (o area equivalente, o efficace) la quantità:

$$A = \frac{G_4 \lambda^2}{4\ \pi} \qquad [37]$$

rapporto tra la [36] e la potenza per unità di superficie contenuta nel fronte d'onda ($E^2/120\mu$).

Essendo A proporzionale a λ^2 risulta che alle frequenze più alte è necessario avere antenne di forte guadagno per poter sottrarre all'onda radio una potenza di segnale che superi quella del rumore.

Nelle antenne riceventi la direttività ha tre principali funzioni:

1) aumentare l'area di cattura nelle direzioni privilegiate;

2) ridurre la potenza di rumore prelevata dal campo di rumore, prodotto da sorgenti distribuite nello spazio con una certa uniformità;

3) fornire un mezzo di discriminazione contro segnali interferenti provenienti da direzioni diverse da quella del segnale utile.

L'area di cattura delle principali antenne di riferimento è quella sotto indicata:

Isotropo	*Dipolo elementare*	*Dipolo $\lambda/2$*	*Dipolo corto a terra*
$0{,}0795\ \lambda^2$	$0{,}1193\ \lambda^2$	$0{,}1306\ \lambda^2$	$0{,}2383\ \lambda^2$

CAPITOLO 3.

ALIMENTAZIONE DELLE ANTENNE

428. Linea di trasmissione a r. f.

Una linea di trasmissione è un dispositivo atto a trasportare energia elettrica di qualunque forma, da un punto all'altro. Pertanto essa può essere usata anche per trasportare l'energia a radiofrequenza dal trasmettitore all'antenna, in tutti quei casi in cui l'antenna stessa non può essere connessa direttamente al circuito d'uscita del trasmettitore.

Il trasferimento di energia lungo una linea deve avvenire con un minimo di perdite. Queste dipendono dalle caratteristiche della linea usata.

La linea ha un estremo di entrata al quale è collegato il generatore, ed un estremo di uscita al quale è collegato il carico (nel nostro caso l'antenna).

L'impedenza di entrata è il rapporto tra tensione e corrente misurate all'ingresso, e l'impedenza di uscita è il rapporto fra tensione e corrente misurate all'uscita della linea.

Se la linea è di lunghezza infinita, il rapporto fra tensione e corrente misurate ambedue in qualsiasi punto della linea, è detto impedenza caratteristica (Z_0). La Z_0 è una costante per ogni data linea infinita e, per linee in alta frequenza, può considerarsi *puramente resistiva* e pertanto indipendente dalla frequenza.

Una porzione di lunghezza qualunque tagliata dalla linea infinita, e caricata con una impedenza uguale a Z_0, si comporta come una linea infinita.

Se l'impedenza di terminazione è diversa da Z_0 si ha riflessione di energia dall'estremo lontano verso il generatore. Si ha cioè un certo rapporto di onda stazionaria.

Il rapporto di onda stazionaria (SWR dall'inglese Standing Wave Ratio) è il rapporto tra i valori massimo e minimo della tensione (o della corrente) che possono essere misurati lungo una linea.

Una linea ideale è priva di perdite. Le linee reali invece dissipano energia in una delle seguenti forme:

1) Radiazione – La linea tende sempre a funzionare con una antenna.

2) Riscaldamento – La linea dissipa una potenza elettrica RI^2 dove R è la somma di tutte le resistenze passive che possono trovarsi nella resistenza dei conduttori, nella resistenza propria del dielettrico esistente fra i conduttori (perdite dielettriche) e nell'effetto pellicolare presente alle frequenze elevate.

3) Riflessione – Con terminazioni diverse da Z_0 la parte della energia riflessa non può essere utilizzata dal carico.

429. Linee adattate e linee accordate.

Per l'alimentazione delle antenne vengono usate sia *linee adattate* e cioè terminate appropriatamente nella loro impedenza caratteristica, sia *linee accordate* funzionanti cioè come circuiti risonanti.

Da quanto abbiamo visto al Capitolo precedente, risulta che un'antenna risonante presenta un certo valore della resistenza di ingresso diverso a seconda del punto dell'antenna in cui è immessa l'alimentazione. Sappiamo anche che un'antenna qualsiasi o un sistema di antenne ha una propria resistenza o impedenza di ingresso di valore variabile da caso a caso.

Non si confonda la resistenza di ingresso con la resistenza di radiazione. La prima rappresenta la potenza che l'antenna riceve dal generatore, ed è riferita al punto di alimentazione; la seconda la potenza che viene effettivamente irradiata, ed è riferita ad un ventre di corrente.

Linea adattata o non risonante. Qualunque sia il valore della resistenza o della impedenza di ingresso di un'antenna, la linea di alimentazione dovrà avere un uguale valore di resistenza *nel punto in cui è fatta la connessione linea–antenna.* Ciò per ottenere il massimo trasferimento di energia. Se il valore di resistenza di antenna nel punto di alimentazione eguaglia il valore della impedenza caratteristica della linea non vi saranno riflessioni e, a meno delle perdite per riscaldamento e per irradiazione della linea, tutta l'energia verrà trasferita.

La linea adattata dovrà perciò essere costruita in modo che la sua impedenza Z_0 eguagli la resistenza di ingresso nel punto in cui si vuol fare la connessione. Se si presenta il caso che la Z_0 della linea debba essere per necessità molto diversa dalla R_i della antenna, occorre interporre nel punto di connessione un dispositivo che agisca da *adattatore di impedenza.* Le perdite prodotte dal disadattamento sono mostrate nella figura 34 (per soli carichi resistivi).

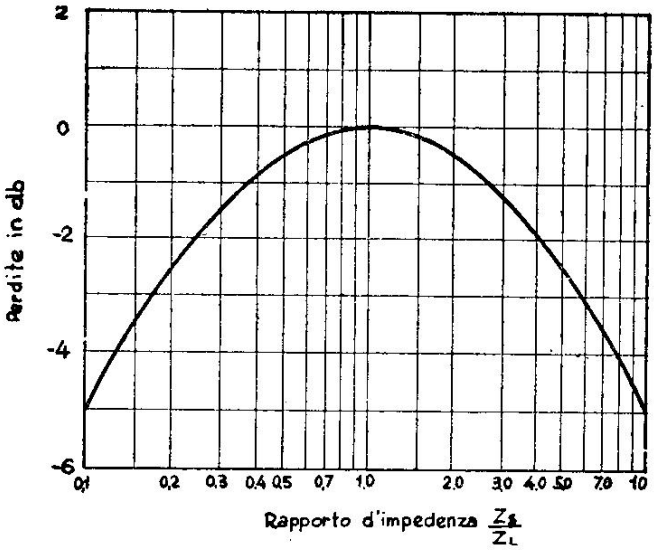


FIG. 34 - *Perdite per disaccoppiamento.*

Quando l'antenna è alimentata in un punto che presenta una componente reattiva, questa può essere neutralizzata con una reattanza di segno contrario inserita tra la linea e l'antenna.

Le linee adattate possono essere di qualsiasi lunghezza.

Linee accordate o risonanti - Nei casi limite di linea aperta alla estremità e di linea chiusa in corto circuito, si ha il massimo rapporto di onda stazionaria. Se la lunghezza della linea è opportunamente scelta, in ciascun caso, essa si comporta come un circuito risonante nei riguardi del generatore. È possibile ottenere un funzionamento simile ad ambedue i tipi di risonanza (di corrente e di tensione) sia con la linea chiusa in corto circuito sia con la linea aperta, soltanto variando la lunghezza della linea.

Se invece inseriamo una resistenza all'estremità lontana della linea potremo assegnare ad essa un valore molto basso rispetto alla Z_0 della linea, approssimandoci alla condizione di corto circuito, oppure un valore molto alto, approssimandoci alla condizione di circuito aperto. In ambedue i casi il rapporto di onda stazionaria non sarà massimo in quanto una parte dell'energia trasmessa sarà assorbita dal carico.

In pratica non si ha mai il massimo rapporto di onda stazionaria per due ragioni:

1) non è possibile sopprimere completamente le perdite più sopra elencate;

2) la presenza della resistenza di radiazione dell'antenna offrirà sempre alla linea un valore di resistenza finito e diverso da zero. In queste condizioni la linea funziona come un circuito risonante nel quale le resistenze passive non siano nulle.

Il fatto che *l'impedenza di ingresso di una linea dipende dal rapporto di onda stazionaria e dalla lunghezza della linea*, può essere sfruttato per trasformare, quando necessario, un certo valore di impedenza in un valore diverso.

Esaminando la figura 35 si vede che, come per il caso di linea aperta e di linea cortocircuitata, *se la linea è lunga* $\frac{1}{2}\ \lambda$ *o un numero pari di* $\frac{\lambda}{4}$ la tensione e la corrente sul carico sono dello stesso valore della tensione e della corrente al generatore. Ciò è valido per qualsiasi rapporto di onda stazionaria.

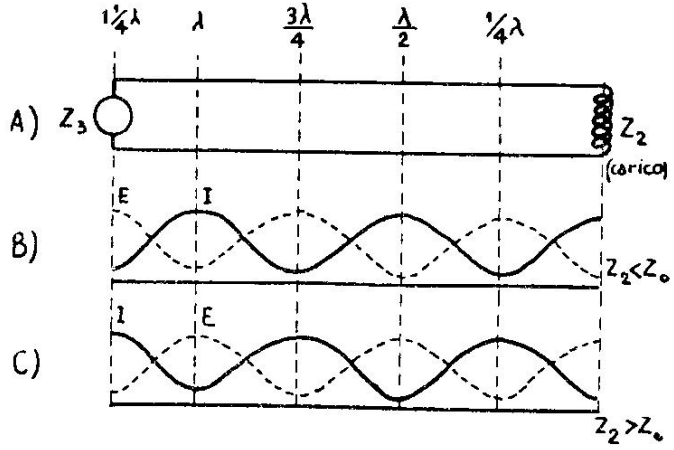


FIG. 35 - *Andamento delle onde stazionarie lungo una linea.*

Pertanto la impedenza di entrata Z_S in tali casi è uguale all'impedenza di carico Z_U per qualunque valore dell'impedenza caratteristica Z_0. Una linea così fatta può essere utilizzata per *trasferire* uno stesso valore di impedenza da un punto ad un altro.

Se la linea è invece $\frac{\lambda}{4}$ *o un numero dispari di* $\frac{\lambda}{4}$ il rapporto fra tensione e corrente al carico è uguale al rapporto tra corrente e tensione all'ingresso e cioè le due impedenze sono l'una l'inverso dell'altra (ciò è valido per carichi resistivi).

In funzione della Z_0 si ha, nelle suddette condizioni.

$$Z_0 = \sqrt{Z_U Z_S} \qquad [38]$$

Ciò significa che se si hanno impedenze di diverso valore da accoppiare, può essere tra esse inserita una porzione di linea lunga $\frac{\lambda}{4}$ avente una impedenza caratteristica uguale alla radice quadrata del prodotto dei valori delle due impedenze. Una linea in quarto d'onda ha le caratteristiche di un *trasformatore* d'impedenza.

Considerando l'andamento della reattanza di una linea la cui lunghezza è compresa fra zero e $\frac{\lambda}{4}$ nei due casi di estremo aperto e di estremo cortocircuitato si può constatare come sia facile ottenere qualunque valore di reattanza induttiva e capacitiva soltanto *variando la lunghezza della linea* (entro $\lambda/2$). Questo fatto è sfruttato per ottenere la compensazione delle reattanze induttive o capacitive presenti nelle antenne.

Si noti infine che non vi può essere una netta distinzione tra linee accordate e linee adattate. In pratica il limite tra i due tipi è dato dal valore di 1,5 del rapporto di onda stazionaria.

Allorchè il tipo di accoppiamento e la sua regolazione iniziano a dipendere dalla lunghezza della linea, questa può già considerarsi del tipo accordato.

Si ricordi che nel dimensionamento delle linee accordate le lunghezze vanno misurate in lunghezze d'onda alla velocità di propagazione dell'onda *nella linea*, la quale velocità è inferiore a quella nel vuoto. Ciò è dovuto alla presenza di isolanti con costante dielettrica maggiore di quella del vuoto (o dell'aria secca non ionizzata).

La velocità di propagazione nel vuoto è:

$$c = \lambda_0 f = 3,10^8 \text{ m/s}$$

da cui:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{300}{f} \text{ mt}$$

detta λ_0 la lunghezza d'onda nel vuoto in metri ed f la frequenza in Mc/s.

La lunghezza d'onda λ in un mezzo di costante dielettrica ε, è:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon}} = \frac{300}{f\sqrt{\varepsilon}} \text{ mt} \qquad [39]$$

che risulta inferiore a quella nel vuoto secondo il fattore $\sqrt{\frac{1}{\varepsilon}}$.

La costante dielettrica dei dielettrici plastici usati nei cavi coassiali e nelle piattine bifiliari (polistirolo, polietilene, ecc.) vale circa 2,3 ÷ 2,5 e quindi la lunghezza d'onda è circa:

$$\lambda \cong \frac{300}{1,55\,f} = \sim \frac{200}{f} \text{ mt.}$$

430. Tipi fondamentali di linee di alimentazione.

a) *Linea a filo unico.*

È il più semplice tipo di linea di trasmissione ed è formata da un unico conduttore collegato con un estremo al trasmettitore e con l'altro all'antenna.

Il circuito di ritorno è rappresentato dalla terra e pertanto questo tipo di linea è sbilanciato; non ha cioè simmetria elettrica rispetto alla terra. Si intuisce come tale tipo di linea dia luogo a perdite per irradiazione. A questo svantaggio si aggiunge quello della variabilità delle costanti del circuito, formato da tratti non omogenei e di cui uno — la terra — è di caratteristiche variabili e non può praticamente essere considerato a distanza uniforme. Si hanno pertanto forti variazioni nell'impedenza caratteristica. La facile installabilità è l'unico vantaggio che lo fa preferire soltanto in quei casi ove occorra grande rapidità di installazione e dove le perdite per radiazione non rappresentano un grave inconveniente. La sua impedenza caratteristica (*vedi* Tabella 2) è in genere di alto valore (300 ÷ 1000 ohm).

b) *Linea bifilare non isolata.*

È detta anche a conduttori paralleli. Il dielettrico interposto fra i due fili è l'aria e la distanza fra i conduttori è mantenuta costante con appositi spaziatori isolanti (fig. 36). È un tipo di linea bilanciata la quale però non dà luogo a rilevanti perdite per irradiazione soltanto se è sufficientemente lontana da oggetti metallici e se è simmetricamente disposta rispetto alla terra. Diversamente le perdite per irradiazione possono raggiungere valori elevati.

L'impedenza caratteristica di questo tipo di linea è riportata nella stessa figura 36 in funzione delle dimensioni geometriche a = raggio del conduttore cilindrico, b = distanza fra i centri dei conduttori. La formula è:

$$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{b}{a}. \qquad [40]$$

Tale valore si mantiene sufficientemente costante ed è abbastanza preciso per valori di b/a superiori a 4.

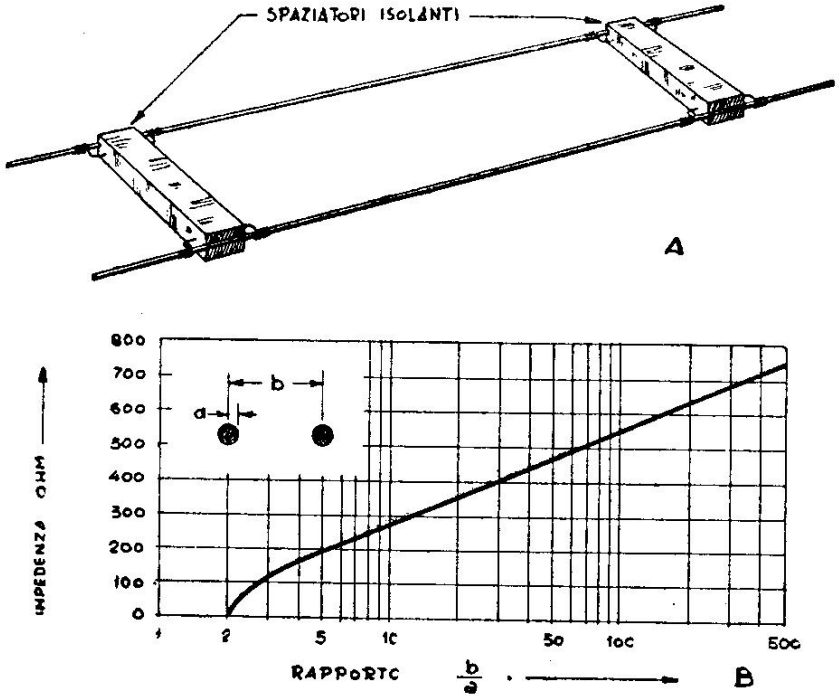


FIG. 36 - *Impedenza caratteristica della linea bifilare.*

Le correnti nei due fili sono di fase opposta e non danno luogo a radiazione apprezzabile finchè la spaziatura b si mantiene inferiore a 0,01 λ. Tenendo presente la figura 36 e considerando che la dimensione a non può scendere al di sotto di un certo valore per questioni di resistenza meccanica, si vede come non sia possibile usare questo tipo di linea per frequenze molto elevate o per impedenze molto basse. Il limite di frequenza è circa 200 Mc/s.

c) *Linea bifilare isolata.*

Questa assume diverse forme con diverse prestazioni. Differisce dalla precedente per il fatto che l'isolamento fra i conduttori è dielettrico solido anzichè aria. Si costruisce sotto forma di piattina (fig. 37) con isolante plastico.

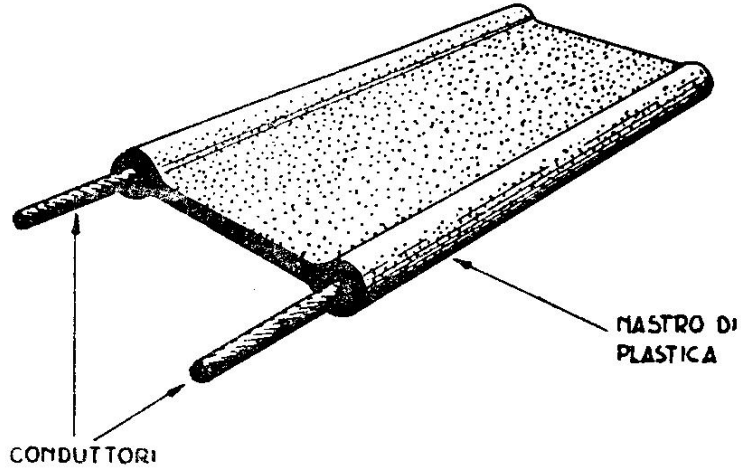


FIG. 37 - *Linea bifilare isolata.*

Questo tipo di costruzione è di impiego molto pratico quando la linea deve seguire un percorso con bruschi cambiamenti di direzione, a causa della sua flessibilità, ottenuta annegando i conduttori ai bordi di un nastro di polietilene. Il dielettrico produce perdite superiori a quelle di una linea isolata e la sua costante dielettrica abbassa il valore della impedenza caratteristica della [40] secondo il rapporto $1/\sqrt{\varepsilon}$ (429).

Un ulteriore sviluppo di linea bifilare isolata è mostrato nella figura 38; i due conduttori (paralleli) sono isolati e racchiusi da una calza di rame, schermante. Il tutto è ricoperto da uno strato di materiale resistente all'acqua.

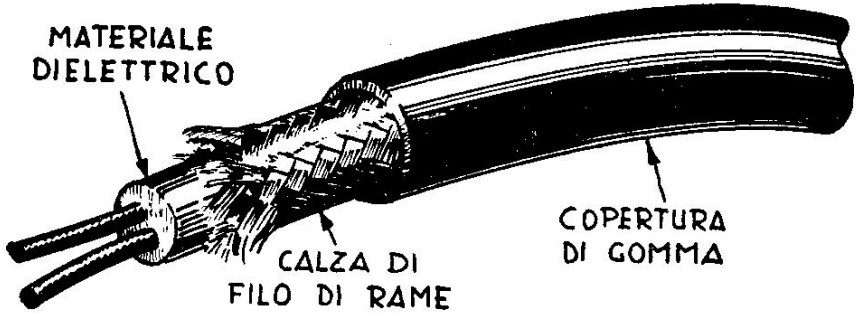


FIG. 38 – *Coppia schermata.*

Questo tipo di linea risulta ottimamente protetto da induzioni esterne ed è perfettamente bilanciato verso terra.

Un tipo di linea isolata che può essere usato per linee non risonanti è il doppino intrecciato. Esso dà luogo a forti perdite e può essere adoperato soltanto per frequenza al di sotto dei 16 Mc. La sua lunghezza non deve essere molto forte. La sua impedenza caratteristica si aggira intorno agli 80 ohm.

d) *Linea coassiale.*

Uno dei conduttori è formato da una calza tubolare (o da un tubo di rame) entro il quale è posto l'altro conduttore filiforme.

L'isolamento può essere aria, nel qual caso occorre mantenere il filo in posizione centrale con apposite perline isolanti, oppure un dielettrico solido flessibile.

Questo tipo dà piccole perdite per irradiazione in quanto i campi sono confinati fra conduttore interno e conduttore esterno.

È il tipo più usato perchè di pratico impiego e di ottime caratteristiche.

L'impedenza caratteristica del cavo coassiale con dielettrico solido è dato da:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \log_{10} \frac{b}{a} \qquad [41]$$

dove ε è la costante dielettrica dell'isolante (circa 2,5 per il polistirolo) e b/a il rapporto tra diametro interno del conduttore esterno e diametro esterno del conduttore interno. I valori di Z_0 ottenibili in pratica vanno da 35 a 100 ohm.

Esistono anche altri tipi di linee di alimentazione: nella tabella seguente sono riepilogati tutti i dati che interessano i vari tipi.

431. Accoppiamento fra trasmettitore e linea.

La potenza generata nello stadio finale di potenza di un trasmettitore viene immessa nell'alimentatore d'antenna per mezzo di circuiti le cui caratteristiche variano a seconda del tipo di linea e del tipo di antenna.

È bene che essi siano conosciuti almeno nella loro forma generale e nella loro funzione, in quanto in tutti i tipi di trasmettitori la regolazione di essi fa parte delle manovre che l'operatore deve eseguire per ottenere il massimo rendimento del complesso. Infatti nella pratica corrente tali circuiti vengono generalmente detti « circuiti di antenna ».

Nella figura 39 sono indicati i circuiti usati per l'accoppiamento a linee non accordate. In essi la sola regolazione necessaria è quella della esatta regolazione dell'accoppiamento, inteso come adattamento di impedenza tra circuito accordato di carico dello stadio finale e linea. Tale accoppiamento può essere capacitivo o induttivo.

Il circuito *A* serve per linee ad un solo filo. Spostando la presa sulla induttanza di accordo viene trovato il punto di massimo assorbimento di energia da parte della linea.

Il sistema è semplice, ma genera molte frequenze armoniche.

Il circuito *B* è una variante del precedente che consente una separazione maggiore tra trasmettitore e alimentatore a mezzo dell'interposizione di un tratto di linea a bassa impedenza. Si ottiene anche una forte riduzione delle armoniche.

Il circuito *C* è il più semplice possibile per linee bifilari.

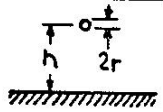
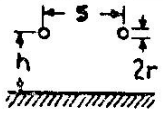
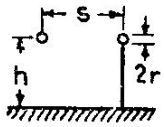
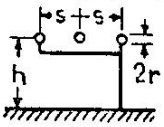
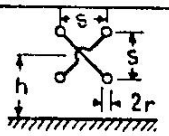
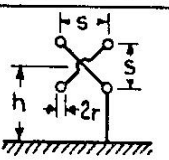
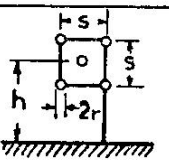
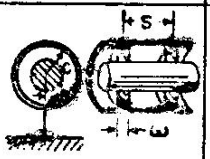
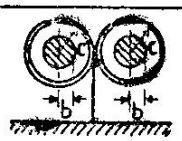
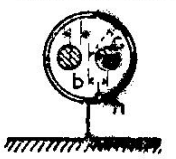
L'accoppiamento è variato spostando la posizione reciproca fra le due bobine. La linea può essere bilanciata o sbilanciata.

In *D* si ottiene l'accoppiamento a qualsiasi impedenza di linea (bilanciata) per stadi finali ad una sola valvola.

In *E* ed *F* sono indicati circuiti per linee bilanciate o sbilanciate da accoppiare a stadi in controfase. In *E* l'accoppiamento è capacitivo e in *F* è induttivo.

TABELLA 2.

LOGARITMI IN BASE 10 – I_{Gnd} = CORRENTE DI RITORNO – I_1 = CORRENTE DEL GENERATORE

TIPO DI LINEA		IMPEDENZA CARATTERISTICA	CORRENTE DI RITORNO
FILO UNICO		$Z_0 = 138 \operatorname{Log} \frac{2h}{r}$	$I_{Gnd} = I_1$
BIFILARE (BILANCIATA)		$Z_0 = 276 \operatorname{Log} \frac{s}{r}$	$I_{Gnd} = 0$
BIFILARE UN FILO A TERRA		$Z_0 \approx 276 \frac{\operatorname{Log}\frac{s}{r}\operatorname{Log}\left[\rho^2 \frac{s}{r}\right]}{\operatorname{Log}\left[\rho^2\left(\frac{s}{r}\right)^2\right]}$ $\rho = \frac{2h}{s}$	$I_{Gnd} \approx I_1 \frac{\operatorname{Log}\frac{s}{r}}{\operatorname{Log}\frac{2h}{r}}$
TRIFILARE DUE FILI A TERRA		$Z_0 \approx 69\left[\operatorname{Log}\frac{s^3}{2r^3} - \frac{\left(\operatorname{Log}\frac{s}{2r}\right)^2}{\operatorname{Log}\frac{2h^2}{rs}}\right]$ $\rho = \frac{2h}{s}$	$I_{Gnd} \approx I_1 \frac{\operatorname{Log}\frac{s}{2r}}{\operatorname{Log}\frac{s\rho^2}{2r}}$
QUATTRO FILI (BILANCIATA)		$Z_0 = 138\left(\operatorname{Log}\frac{s}{r}\right) - 21$	$I_{Gnd} = 0$
QUATTRO FILI DUE FILI A TERRA		$Z_0 \approx 138\left[\frac{\operatorname{Log}\frac{s}{r\sqrt{2}}\operatorname{Log}\left[\rho^4 \frac{s}{r\sqrt{2}}\right]}{\operatorname{Log}\left[\rho^4\left(\frac{s}{r\sqrt{2}}\right)^2\right]}\right]$ $\rho = \frac{2h}{s}$	$I_{Gnd} \approx I_1 \frac{\operatorname{Log}\frac{s}{r\sqrt{2}}}{\operatorname{Log}\frac{\rho^2 s}{r\sqrt{2}}}$
CINQUE FILI QUATTRO FILI A TERRA		$Z_0 \approx 138\left[\operatorname{Log}\frac{2h}{r} - \frac{\left[\operatorname{Log} 2\rho^2\right]^2}{\operatorname{Log}\left[\rho^3 \frac{h\sqrt{2}}{r}\right]}\right]$ $\rho \frac{2h}{s}$	$I_{Gnd} \approx I_1 \frac{\operatorname{Log}\frac{s}{r4\sqrt{2}}}{\operatorname{Log}\frac{s\rho^4}{r\sqrt{2}}}$
COASSIALE		$Z_0 = 138 \frac{\operatorname{Log}\frac{c}{b}}{\sqrt{1 + \frac{(\varepsilon - 1)\omega}{s}}}$ ε = costante dielettrica dell'isolante	
DOPPIO COASSIALE (BILANCIATA)		$Z_0 = 276 \frac{\operatorname{Log}\frac{c}{b}}{\sqrt{1 + \frac{(\varepsilon - 1)\omega}{s}}}$	
COPPIA SCHERMATA (BILANCIATA)		$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}}\left[2.303 \operatorname{Log}\left(2v \frac{1-\sigma^2}{1+\sigma^2}\right) - \frac{1+\varepsilon v^2}{\varepsilon v^2}\left(1 - 4\sigma^2\right)\right]$ ε = costante dielettrica dell'isolante (unitaria per dielettrico gassoso) $v = \frac{h}{b}$; $\sigma = \frac{b}{c}$	

CARATTERISTICHE DI VARI TIPI DI LINEE PARALLELE A TERRENO PERFETTAMENTE CONDUTTORE

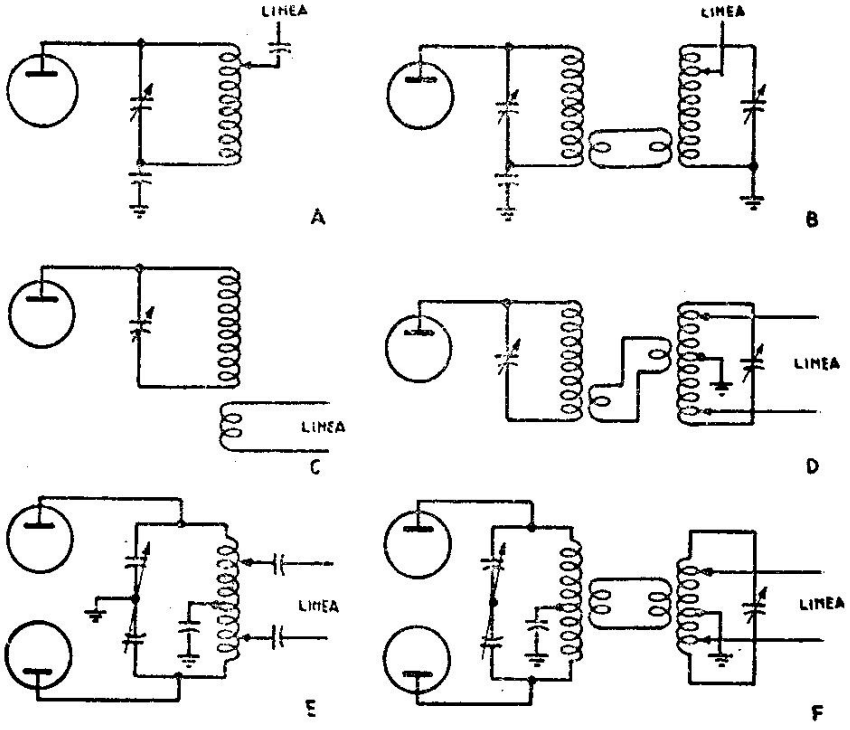


FIG. 39 - *Alcuni circuiti di accoppiamento fra trasmettitori e linee adattate.*

Nella figura 40 sono indicati due tipi di accoppiamento per linee accordate. Il circuito *A* è adatto per linee a bassa impedenza. L'accoppiamento induttivo variabile elimina la irradiazione di armoniche. Il circuito *B* è adatto sia per alte che per basse impedenze e dà una forte riduzione delle armoniche.

Un tipo di circuito detto a π adatto sia per linee adattate sia per linee accordate, bilanciate o sbilanciate e per una vasta estensione di valori di impedenza è quello mostrato in figura 41. In *A* è schematizzata la versione per linee ad un solo filo e per linee sbilanciate, ed in *B* quella per linee bifilari.

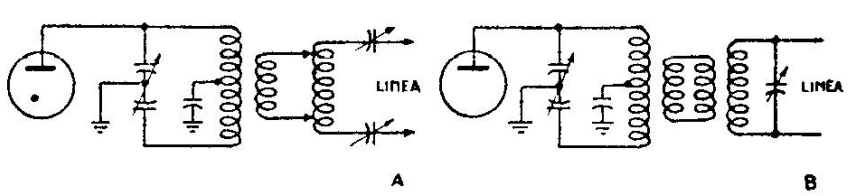


FIG. 40 - *Due circuiti di accoppiamento fra trasmettitori e linee risonanti.*

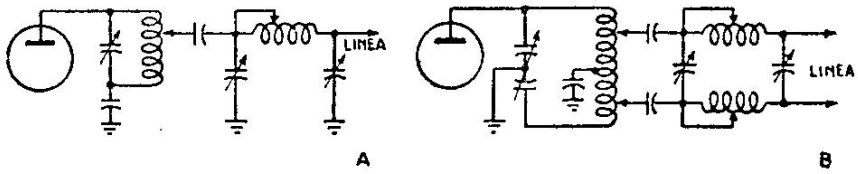


FIG. 41 - *Circuito a π per accoppiamento a qualsiasi tipo di linea.*

432. Connessione fra linea ed antenna.

Nell'eseguire l'alimentazione di un'antenna è necessario tener presenti due importanti fattori:

1) condizioni della linea;
2) connessione della linea alla antenna.

1) Con qualsiasi tipo di linea (adattata o accordata) una condizione essenziale è quella che le perdite per irradiazione della linea stessa siano le minime possibili. Questa condizione si ottiene soltanto se i due conduttori di linea sono abbastanza vicini fra loro e se le correnti nei due conduttori della linea sono uguali e di fasi opposte ed è perciò fornita soltanto da linee esattamente bilanciate. Le perdite per irradiazione risultano direttamente proporzionali al grado di sbilanciamento. Una linea può risultare sbilanciata per una delle seguenti cause:

— differenza nella sezione, nella lunghezza o nella spaziatura dei conduttori;

— diverso carico sui due conduttori quale può aversi per impropria connessione all'antenna o per la presenza di corpi conduttori nelle vicinanze di uno dei due fili;

— presenza di angoli acuti nel percorso della linea.

Uno sbilanciamento inferiore al 10 % tra le impedenze dei due fili è tollerabile per gli scopi pratici.

Per il bilanciamento di linee che presentano un grado eccessivo di sbilanciamento, possono essere usati vari dispositivi di cui diamo un esempio nella figura 42.

In *A* è indicato il sistema usato per linee bifilari non isolate lunghe più di una lunghezza d'onda.

La posizione reciproca dei conduttori è invertita ad intervalli regolari per mezzo di spaziatori appositamente costruiti.

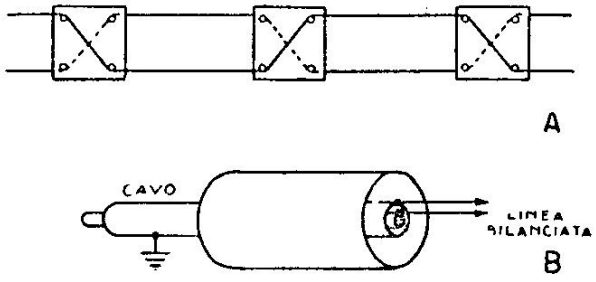


FIG. 42 – *Bilanciamento di impedenze.*

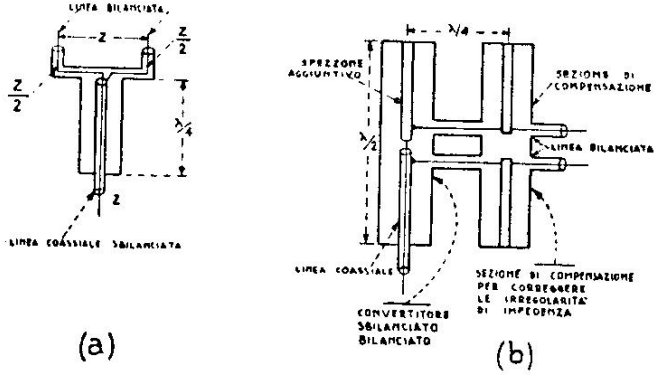


FIG. 43 – *Trasformatori per il passaggio da una linea coassiale sbilanciata a sistemi bilanciati.*

Il sistema *B* è quello adottato per i cavi coassiali, detto « bazooka » dagli americani a causa della sua forma.

È una sezione di linea in quarto d'onda che rende l'impedenza del conduttore interno uguale a quella del conduttore esterno. Un più preciso bilanciamento è ottenibile con i sistemi indicati in figura 43.

2) Il punto di connessione tra linea e antenna deve essere accuratamente scelto in relazione all'impedenza presentata dalla linea e all'impedenza che l'antenna stessa presenta in quel punto.

A seconda del tipo di antenna dovrà inoltre essere scelto il tipo più adatto di alimentatore.

433. Alimentazione con linee accordate.

La linea accordata, dato il suo regime di risonanza che dà luogo ad onde stazionarie, può essere considerata come una estensione dell'antenna. Costruttivamente la linea accordata è in tutto uguale alla linea adattata.

La linea accordata si presta bene per essere connessa nei punti della antenna che presentano un ventre di corrente (bassa impedenza) o un ventre di tensione (alta impedenza). A seconda della sua lunghezza tale linea può contemporaneamente funzionare come un *trasferitore* di impedenza o come un *trasformatore* di impedenza, (paragrafo 429).

In figura 44 sono indicati i quattro casi possibili di alimentazione di un dipolo $\lambda/2$.

Il tipo di circuito di accoppiamento fra trasmettitore e linea dovrà essere, a seconda dei casi, un circuito risonante serie o un circuito risonante parallelo.

La comprensione della figura 44 non richiede altre delucidazioni all'infuori dell'avvertenza che nei casi di alimentazione all'estremità, la linea risulta sbilanciata tanto più quanto meno bene è accordata l'antenna. Pertanto è preferibile l'alimentazione al centro nei casi in cui la frequenza di lavoro debba subire delle piccole variazioni.

434. Alimentazione con linee adattate.

Potrebbe sembrare che la linea adattata sia di più facile impiego. Se però si considera:

1) che i valori di impedenza caratteristica ottenibili in pratica sono piuttosto limitati e che i tipi disponibili per un impianto non possono essere innumerevoli, ma anzi si riducono a tre o quattro;

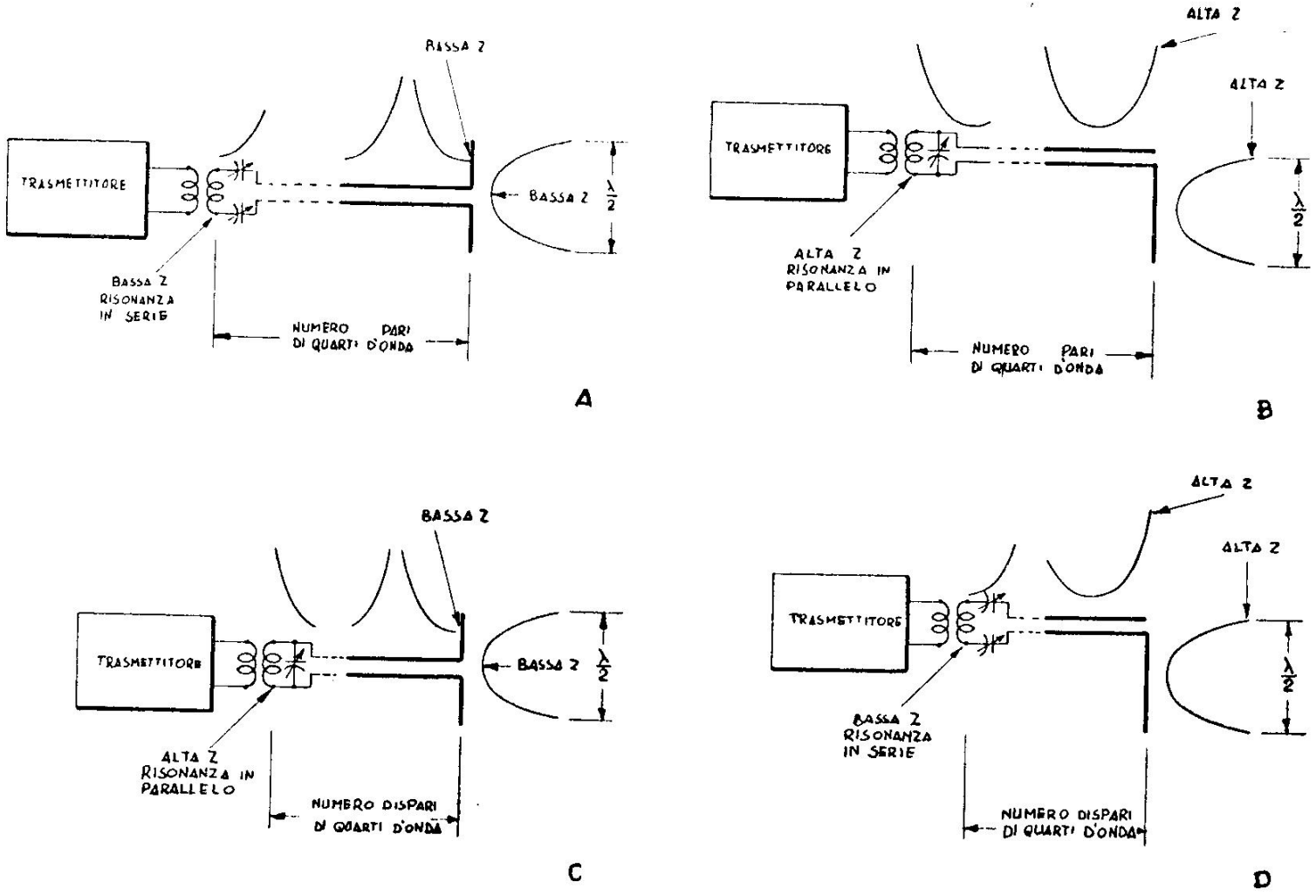


FIG. 44 - *Quattro disposizioni circuitali per alimentazione di una antenna λ/2 con linee risonanti.*

2) che l'impedenza di ingresso di un'antenna varia entro limiti considerevolmente ampi e che con uno stesso trasmettitore è spesso necessario poter usare più di un tipo di antenna, si vede come non sempre si verifichi che l'accoppiamento diretto fra linea e antenna offra le possibilità di un perfetto adattamento di impedenza.

In queste condizioni bisognerà ricorrere a dispositivi di adattamento che non sempre sono di facile regolazione, specialmente se non si dispone di adatti strumenti.

Linee a filo unico – La sua impedenza si aggira sui 500÷600 ohm. In genere non viene usato alcun dispositivo per l'adattamento, in quanto è molto più semplice trovare sull'antenna un punto che presenti la stessa impedenza della linea. Si ha così la cosiddetta alimentazione fuori centro (per antenna in $\lambda/2$). La bontà di questo sistema è molto influenzata dal tipo di terra e dalla resistenza di connessione di questa con il trasmettitore. Il punto di connessione viene a trovarsi tra il centro e la metà del semidipolo (fig. 45 *A*).

Doppino intrecciato – Questo tipo di alimentazione deve considerarsi di emergenza per le ragioni già dette (430 c). L'impedenza caratteristica è di 70÷80 ohm e pertanto è adatta per l'accoppiamento diretto al centro della antenna $\lambda/2$. Se questo valore è superiore occorre allontanare i punti di attacco con il che si viene ad aumentare anche l'impedenza di ingresso dell'antenna (fig. 45 *B*).

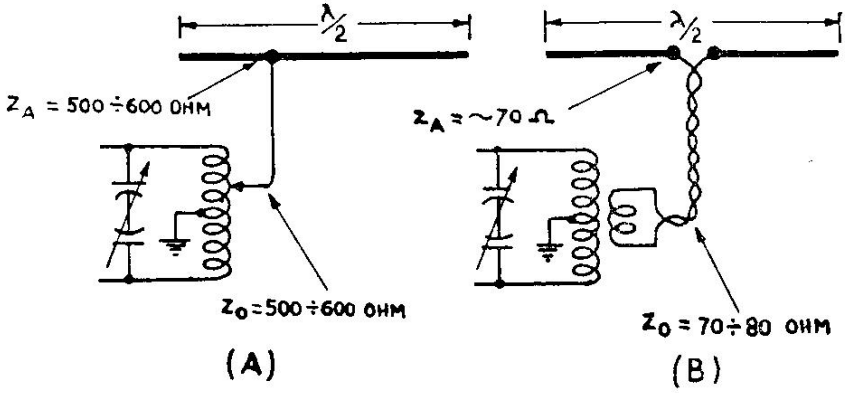


FIG. 45.

È un tipo di linea bilanciato e pertanto non può avere uno dei fili a massa.

Linea bifilare con accoppiamento a delta – È mostrato dalla figura 46. I valori Z_0 ottenibili in pratica con tale linea vanno da 400 a 700 ohm bilanciati. L'accoppiamento al centro di un'antenna $\lambda/2$ è allora ottenuto con una sezione a delta, allargando la linea come mostrato in figura. I punti di connessione e cioè le dimensioni *a* e *b* sono di difficile calcolazione e pertanto conviene procedere per tentativi, misurando ogni volta il rapporto di onda stazionaria sino a renderlo prossimo ad 1. Si osservi che in questo tipo di accoppiamento non è necessario interrompere la continuità dell'antenna nel suo punto di mezzo (*vedi* par. 424 *b*).

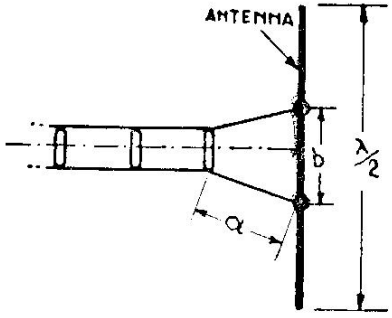


FIG. 46.

Linea bifilare con accoppiamento a T – È una variante del precedente tipo, che presenta qualche vantaggio al confronto, come minor irradiazione della sezione di accoppiamento e minore criticità nella regolazione. È adatto però per antenne di costruzione rigida anzichè per antenne filiformi (fig. 47).

Linea bifilare con accoppiamento a J – Il sistema è mostrato in figura 48 per antenne verticali in $\lambda/2$ su frequenze elevate da accoppiare a linee bifilari di qualunque impedenza caratteristica. La regolazione è fatta spostando contemporaneamente le posizioni delle due connessioni.

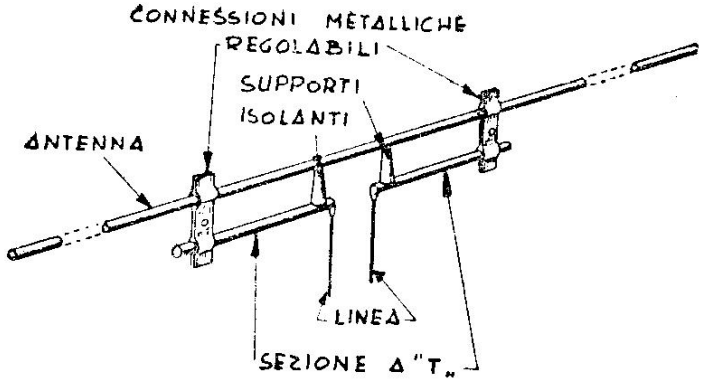


FIG. 47 – *Sezione di accoppiamento a « T ».*

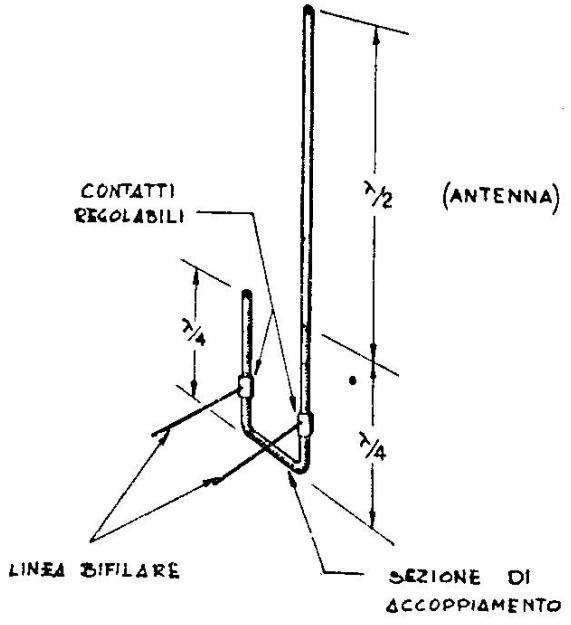


FIG. 48 – *Accoppiamento a « J ».*

Come si vede si tratta di una sezione di linea in $\lambda/4$ aperta ad un estremo e cortocircuitata all'altro. L'impedenza vista dalla linea può perciò variare da zero ad un valore elevatissimo. Basta trovare il punto in cui tale impedenza eguaglia la Z_o della linea (il migliore sistema pratico è sempre quello di misurare il rapporto di onda stazionaria lungo la linea).

Linea bifilare con sezione di accoppiamento in $\lambda/4$ (stub) – Una sezione di linea lunga $\lambda/4$ agisce come abbiamo detto da trasformatore di impedenza. Nei due casi mostrati dalla figura 49 la sezione è aperta o cortocircuitata a seconda del valore dell'impedenza di ingresso dell'antenna:

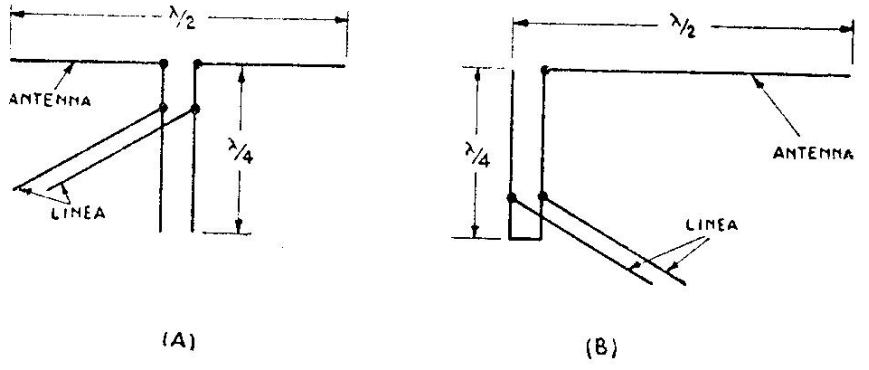


FIG. 49.

La figura *A* equivale ad una sezione di linea cortocircuitata nel punto di attacco all'antenna poichè questa presenta al centro un valore di impedenza molto basso (73 ohm).

La disposizione indicata in *B* funziona come per l'accoppiamento a « J » ed ha l'inconveniente di dare una percentuale di sbilanciamento sulla linea.

Linea bifilare con accoppiamento a « Q » – È il tipo che fornisce i migliori risultati e di impiego più flessibile. È di facile calcolazione. L'accoppiamento è ottenuto con un tratto di linea di un quarto d'onda di lunghezza, posto in serie tra la linea non accordata e il punto di

alimentazione dell'antenna. Se la impedenza caratteristica Z_Q del tratto di linea di accoppiamento è del valore

$$Z_Q = \sqrt{Z_0 Z_A} \qquad [42]$$

dove Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea di alimentazione e Z_A l'impedenza di ingresso dell'antenna, si ottiene automaticamente l'adattamento di impedenza tra Z_0 e Z_A. La linea funzionerà senza onde stazionarie ed il trasferimento di energia sarà massimo.

Per esempio la linea abbia 600 ohm di impedenza caratteristica e debba alimentare una antenna con impedenza di ingresso di 70 ohm. L'impedenza caratteristica della sezione di accoppiamento Z_Q dovrà essere di

$$Z_Q = \sqrt{600 \times 70} = \sqrt{42.000} = 205 \text{ ohm}$$

Poichè la sezione di accoppiamento risente molto della variazione nella frequenza di lavoro, quando è necessario, può essere ridotto di molto tale inconveniente ponendo due sezioni anzichè una sola in serie tra linea e antenna e operando così due successive trasformazioni di impedenza.

Ciò è tanto più utile quanto più alto il rapporto fra le due impedenze da accoppiare.

Le impedenze caratteristiche delle due sezioni in serie Z'_0 e Z''_0 si trovano con le seguenti formule:

$$Z'_0 = \sqrt[4]{Z_0^3 \cdot Z_A} \qquad [43]$$

$$Z''_0 = \sqrt[4]{Z_0 \cdot Z_A^3} \qquad [43']$$

Nell'esempio precedente si otterrebbe: $Z'_0 = 354$ ohm e $Z''_0 = 124$ ohm come mostrato dalla figura 50.

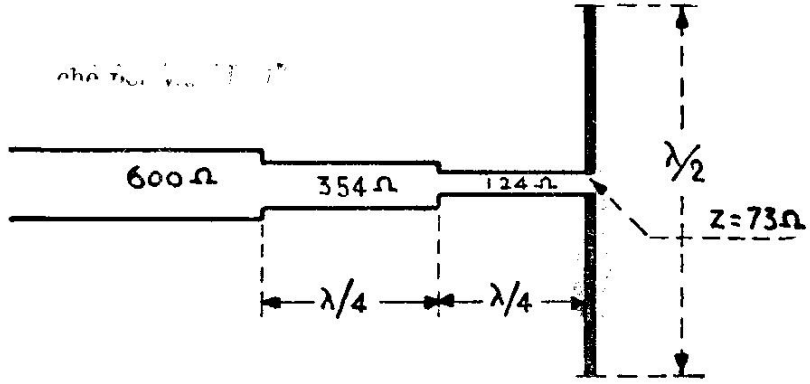


FIG. 50.

I valori di impedenza delle due sezioni possono essere facilmente ottenuti su linee bifilari semplicemente variando la spaziatura fra i conduttori con l'ausilio della formula [40] o della figura 36.

Linee coassiali – È facile costruttivamente ottenere un'impedenza caratteristica del cavo coassiale del valore di circa 73 ohm o di circa 35 ohm, corrispondenti all'impedenza di ingresso al centro del dipolo $\lambda/2$ isolato o alla base del dipolo $\lambda/4$ connesso a terra rispettivamente. I cavi con tali valori di impedenza sono di impiego molto pratico per una vasta gamma di applicazioni e pertanto essi offrono una comoda soluzione per le linee di alimentazione. Anche eventuali problemi di adattamento di impedenze non presentano particolari difficoltà con l'uso di tali linee.

CAPITOLO 4.

ANTENNE SEMPLICI COMUNI A TUTTE LE GAMME

435. Antenne risonanti verticali connesse a terra.

Le antenne verticali sono impiegate per irradiare onde polarizzate verticalmente. Quando esse collegate a terra (in genere attraverso l'alimentazione) l'espressione del campo irradiato su qualunque piano verticale contenente l'asse dell'antenna è in generale la seguente

$$E = \frac{60\ I_m}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\cos\theta\right) - \cos\frac{2\pi l}{\lambda}}{\text{sen}\ \theta} \quad \text{(V/m)} \qquad [44]$$

dove:

E = intensità efficace del campo in V/m
I_m = corrente efficace in un ventre, in amper
θ = angolo rispetto all'asse dell'antenna, in gradi
r = distanza in metri
$\frac{2\pi l}{\lambda}$ = lunghezza elettrica dell'antenna in radianti
l = lunghezza dell'antenna in metri.

L'equazione generale può essere trasformata come segue: la corrente I_m in un ventre è:

$$I_m = \sqrt{\frac{P_T}{R_r + R_e}} \qquad [45]$$

dove:

P_T = potenza ai morsetti d'ingresso dell'antenna
R_r = resistenza di radiazione in un ventre
R_e = resistenza di perdita complessiva.

L'angolo θ può essere sostituito per comodità con il suo complementare $\Delta = 90° - \theta$, detto angolo di elevazione.

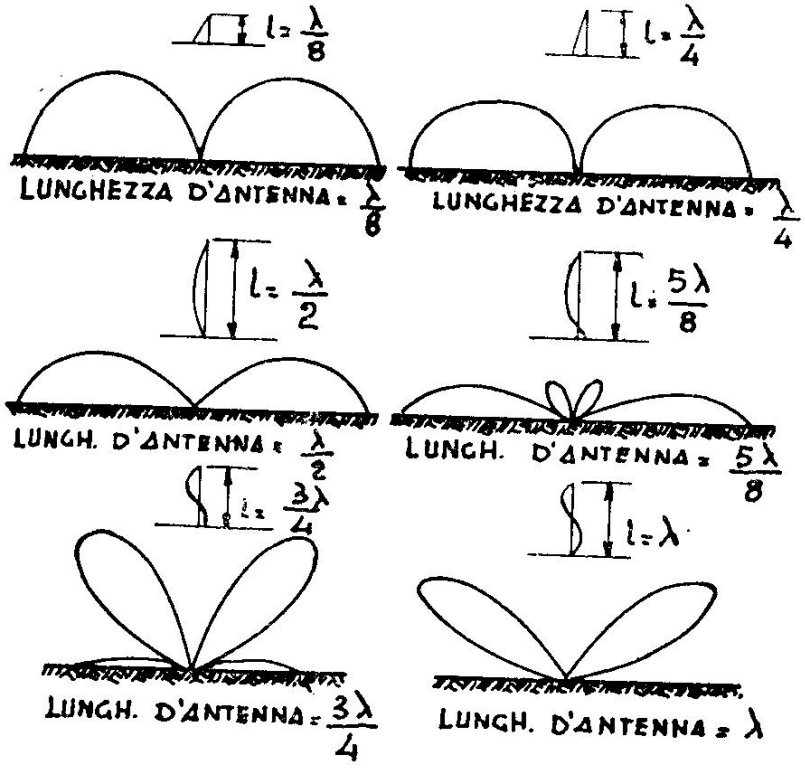


FIG. 51 – *Caratteristiche direzionali, in un piano verticale, del campo prodotto da una antenna verticale a terra di varie lunghezze. I diagrammi sono sezioni longitudinali di figure di rivoluzione intorno all'antenna e suppongono terra perfettamente cond.*

Si ottiene:

$$E = \frac{60}{r}\sqrt{\frac{P_T}{R_r + R_e}}\;\frac{\cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\,\mathrm{sen}\,\Delta\right) - \cos\frac{2\pi l}{\lambda}}{\cos\Delta}\quad (\mathrm{V/m}) \qquad [46]$$

La resistenza di radiazione in un ventre è data dalla figura 30.

Osservando i diagrammi di irradiazione ottenuti applicando la [46] per r arbitrario e costante, si rileva (fig. 51);

— che il massimo campo delle direzioni orizzontali ($\theta = 90^0$) si ha quando $l = 0{,}639\ \lambda$;

— che per $l = 0{,}5\ \lambda$ la radiazione è concentrata ad angoli θ prossimi ai 90° ovverosia è concentrata a bassi angoli di elevazione Δ ed è massima lungo l'orizzonte;

— che per $l = \lambda$ la radiazione orizzontale si annulla, mentre si ha forte radiazione ad angoli piuttosto grandi sull'orizzontale;

— che per $l = 0{,}5\ \lambda$ il diagramma esibisce dei « lobi secondari » ad alti angoli di elevazione sull'orizzontale.

Poichè le antenne verticali vengono impiegate nella grande maggioranza dei casi per collegamenti lungo la superficie terrestre (in onda diretta) interessa l'espressione del campo lungo le direzioni orizzontali e cioè per Δ = zero. Si ha in tal caso, detto E_s, il campo orizzontale:

$$E_s = \frac{60}{r}\sqrt{\frac{P_T}{R_r + R_e}}\left(1 - \cos\frac{2\pi l}{\lambda}\right) \qquad [47]$$

Nei problemi di propagazione interessa inoltre conoscere il valore del campo orizzontale di riferimento quando r = 1 km (o 1 miglio) e quando P_T = 1 kW. La [47] diviene allora:

per r = 1000 m.

$$E_{rif} = \frac{1{,}897\left(1 - \cos\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{\sqrt{R_r + R_1}}\quad (\mathrm{V/m}) \qquad [48]$$

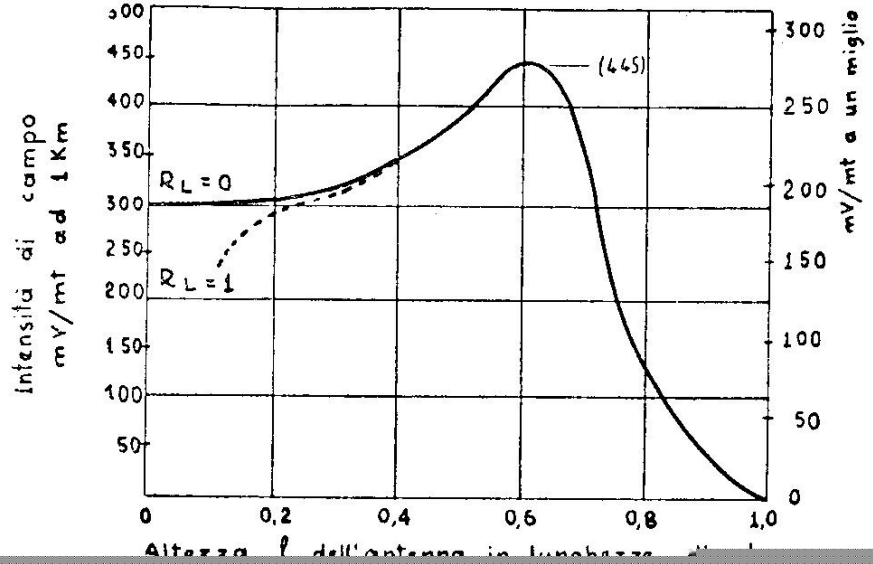
per r = 1609 m.

$$1{,}18\left(1 - \cos\frac{2\pi l}{\lambda}\right)$$

Le formule [48] e [48'] sono riportate in un unico grafico nella figura 52 in funzione della lunghezza dell'antenna.

Notare che per valori molto piccoli di l il valore del campo ad 1 km., coincide con quello ricavabile con la formula [30] per il dipolo elementare connesso a terra e alimentato con 1 kW di potenza, avente il guadagno $G_a = 3$ (E_{rgf} = 0,3 V/m), e resistenza di perdita nulla.

Il valore massimo di E_{rif}, si ha, come già detto, per $l = 0{,}639\ \lambda$ ed è di circa 0,445 V/m ad 1 km.



Inoltre è aumentata la resistenza di radiazione e quindi il rendimento. L'antenna di figura 54 *a*) è detta ad L rovesciata e può avere una estensione totale ($H + b$) pari a $\lambda/4$ se l'uscita dell'apparato è a bassa impedenza o pari a $\lambda/2$ se l'uscita è ad alta impedenza.

Quando l'antenna ad L rovesciata viene usata per collegamenti in onde di superficie, essa dovrebbe essere disposta con il piano verticale che la contiene, orientato nella direzione del collegamento senza riguardo al senso se la lunghezza totale non supera il quarto d'onda e se la parte orizzontale è limitata. Così facendo si evita, specialmente verso il limite di portata ed alle frequenze più basse, che l'irradiazione verso l'alto dovuta alla porzione orizzontale, si sovrapponga a quella dovuta alla parte verticale dopo aver subito eventuali riflessioni contro la ionosfera. La composizione dell'onda diretta e di quella riflessa avviene con fasi diverse e variabili dando luogo a dannosi fenomeni di affievolimento nel punto di ricezione.

Quando la lunghezza totale dell'antenna ad *L* rovesciata è di $\lambda/2$ essa è adatta sia per collegamenti in onda terrestre sia in onda ionosferica. In quest'ultimo caso il piano che contiene l'antenna dovrebbe essere disposto ortogonalmente alla direzione del collegamento. Se la portata non è molto forte i fenomeni di affievolimento possono essere molto più sentiti e sono tanto minori quanto più è lunga la parte orizzontale rispetto a quella verticale. Per ridurre notevolmente l'irradiazione della parte orizzontale, nei collegamenti in onda terrestre, il ripiegamento può essere eseguito come in figura 56 che mostra due tipi di antenna risonanti su $\lambda/4$ con doppio ripiegamento orizzontale. Il ripiegamento deve in ogni caso dar luogo ad un numero pari di conduttori orizzontali se si vuole annullare quasi completamente la radiazione della parte orizzontale. L'estensione totale della parte ripiegata deve essere di $\lambda/4$. La parte verticale può essere lunga $\lambda/4$ per alimentazione ad alta impedenza (risonanza su $\lambda/2$) e di $\lambda/2$ per alimentazione a bassa impedenza (risonanza su $3\lambda/4$).

FIG. 55.

Si tenga presente che è difficile prevedere quale sia il solido di radiazione delle antenne ad *L* e di quelle con sommità ripiegata. La sua forma dipende dalla frequenza ed è fortemente influenzata dall'inclinazione dei tratti orizzontali e del tratto verticale, oltre che dalla presenza dei sostegni matallici. L'irradiazione risulta generalmente diversa alle varie direzioni orizzontali. È bene quindi attenersi ai dati forniti dalla istruzione di impiego delle stazioni che usano tali antenne. Tali dati di basano sull'esperienza e sono perciò, in questo caso, i più attendibili.

438. Prese di terra e contrappesi.

Nelle antenne connesse a terra è importante che il collegamento antenna–terra, attraverso l'alimentazione, offra la più bassa resistenza possibile. La massa dell'apparato deve perciò essere collegata a terra attraverso superfici sufficientemente ampie ed il terreno dovrebbe essere scelto di alta conducibilità. Quando non è possibile o conveniente ottenere quanto sopra si ricorre al cosiddetto « contrappeso ».

Il contrappeso è un dispositivo formato da conduttori, reti metalliche, piani conduttori, ecc., che simula la terra o abbassa a valori trascurabili la resistenza della presa di terra.

Alle frequenze basse la realizzazione del contrappeso deve essere più accurata che non alle frequenze alte. Ciò perchè quanto più alta è la frequenza tanto minore è la reattanza offerta dalla capacità che la massa dell'apparato forma con la terra $X_c = \dfrac{1}{2\pi fc}$.

Occorre tener presente anche che il contrappeso simula terreno perfettamente conduttore *nelle vicinanze* dell'antenna perchè la sua estensione non può essere infinita o grandissima. Ciò comporta che il terreno viene modificato dalla presenza del contrappeso soltanto per alti angoli di elevazione, mentre ad angoli di elevazione bassi il contrappeso non modifica sostanzialmente l'effetto del terreno reale.

La minima estensione di un contrappeso dovrebbe essere di almeno mezza lunghezza d'onda dall'antenna, in ogni direzione.

Le disposizioni costruttive sono le più svariate. Si hanno disposizioni di fili semplici, a raggera o a griglia; reti di rame avvolgibili per il trasporto, ecc. Spesso, quando si tratta di unico filo, esso viene steso ad una certa altezza dal terreno (qualche decimetro) e sotto il tratto orizzontale dell'antenna. In tal caso l'altezza da considerare per l'antenna è la distanza antenna–contrappeso e non quella antenna–terra.

Alle frequenze elevate è la stessa massa dell'apparato che funziona da contrappeso e per stazioni autoportate è la massa dell'automezzo. In ogni caso è bene collegare le masse ad una buona presa di terra.

L'installazione di contrappesi e prese di terra deve sempre essere fatta accuratamente. Contrappesi di dimensioni inadatte e prese di terra mal fatte possono peggiorare anzichè migliorare l'efficienza dell'antenna.

439. Antenne semplici risonanti al disopra del terreno.

a) – *Generalità.*

Queste antenne sono quelle lineari filiformi e lontane da altri conduttori o piani riflettenti, che possono servire per ottenere particolari diagrammi di irradiazione e guadagni elevati. L'unico effetto che deve essere considerato è quello del terreno. Esse comprendono una numerosa varietà di tipi ed il loro comportamento è tale che possono essere utilizzate in qualsiasi situazione, per tutti i tipi di propagazione possibili e per tutte le gamme di frequenza oggi sfruttate.

Con esse si ottengono infatti sia onde polarizzate verticalmente con propagazione superficiale, spaziale o ionosferica, sia onde polarizzate orizzontalmente con propagazione prevalentemente spaziale e ionosferica. Il loro orientamento e l'altezza dal terreno possono essere combinati per ottenere la massima irradiazione in qualunque direzione desiderata.

L'alimentazione di tali antenne può essere fatta nei modi più svariati, con qualunque tipo di linea e con impedenze di qualsiasi valore.

La loro disposizione ed il tipo di alimentazione ha dato luogo in passato ad una nomenclatura corrente non molto chiara tecnicamente e derivata in genere dai nomi degli ideatori. Tale nomenclatura non verrà riportata in questo manuale per non ingenerare confusioni.

A volte gli adattamenti di impedenza tra linea e antenna sono ottenuti con una particolare costruzione dell'antenna vera e propria come è il caso del dipolo ripiegato (par. 439. *c*) che può essere ancora considerato un'antenna semplice in quanto il diagramma di irradiazione ed il guadagno restano invariati.

Nel seguente Capitolo 5, saranno date informazioni sulle antenne più complesse, con direttività più elevata, le quali sono costituite o da più radiatori semplici che sommano i loro effetti, oppure da un radiatore semplice il cui guadagno è incrementato per mezzo di elementi riflettanti di vario genere.

L'antenna semplice risonante, che è alla base di tutti i sistemi irradianti più diffusi, è il dipolo $\lambda/2$ e cioè risonante sulla fondamentale (par. 418). Raramente vengono impiegate antenne risonanti su armoniche, sia perchè le dimensioni vengono molto superiori del dipolo $\lambda/2$ (doppie, triple, ecc.) a parità di lunghezza d'onda, sia perchè i diagrammi di irradiazione risultano più complessi rendendo il loro impiego più difficoltoso. Delle antenne risonanti su armoniche verrà dato un cenno alla seguente lettera *d*) al solo scopo di far conoscere i loro diagrammi di irradiazione e di confrontarli con quello del dipolo $\lambda/2$.

La formula del campo irradiato dall'antenna *$\lambda/2$ molto lontana dal terreno*, è la seguente:

$$E = \frac{60\, i}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\vartheta\right)}{\operatorname{sen}\vartheta} \quad \text{(V/m)} \qquad [51]$$

dove:

E = valore efficace del campo
I = valore efficace della corrente nel ventre, in Amper
r = distanza in metri
ϑ = angolo rispetto all'asse del conduttore.

Il relativo diagramma di irradiazione nel piano contenente il conduttore nella figura 56.

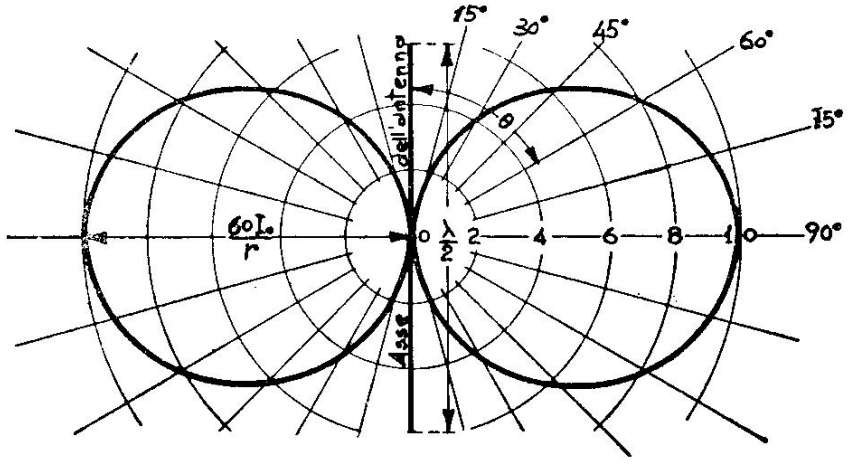


FIG. 56.

Nel piano ortogonale al conduttore e passante per il suo punto di mezzo, il diagramma è un cerchio di raggio $\frac{60\ I}{r}$.

Infatti per $\vartheta = 90°$ la funzione del fattore di distribuzione del campo

$$f_{(\vartheta)} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\vartheta\right)}{\operatorname{sen}\vartheta} \qquad [52]$$

assume valore unitario.

Il dipolo $\lambda/2$ può essere disposto orizzontalmente o verticalmente nelle vicinanze del terreno. L'effetto dell'antenna immagine modifica sostanzialmente il diagramma di irradiazione dato dalla [51] in relazione all'atezza H tra terreno ed antenna ed in relazione alla posizione dell'antenna stessa.

b) *Dipolo orizzontale $\lambda/2$.*

L'antenna immagine dovuta alla presenza del terreno è percorsa da una corrente di fase opposta di quella dell'antenna reale e, in prima approssimazione, dello stesso valore (si suppone cioè terreno perfettamente conduttore).

Il campo E dell'antenna isolata (formula [51] precedente) deve essere perciò introdotto al posto di E_a nella formula [19] per ciascun angolo Δ di elevazione.

Si avrà pertanto che nel piano ortogonale all'antenna e passante per il suo punto di mezzo, il diagramma di irradiazione è dato da:

$$E_r = \frac{120\ I}{r} \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{H}{\lambda} \operatorname{sen}\Delta\right) \qquad [53]$$

mentre nel piano contenente il conduttore il diagramma di irradiazione è dato da:

$$E_r = \frac{120\ I}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\Delta\right) \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{H}{\lambda} \operatorname{sen}\Delta\right)}{\operatorname{sen}\Delta} \qquad [54]$$

La figura 57 fornisce i diagrammi ricavati con le [53] e [54] per alcuni valori di H/λ.

Per avere un'idea dei diagrammi che si otterrebbero ad altezze intermedie fra quelle indicate in figura 57 basti pensare che il diagramma disegnato ad es. in B, si modifica *gradualmente* in quelli disegnati in D,

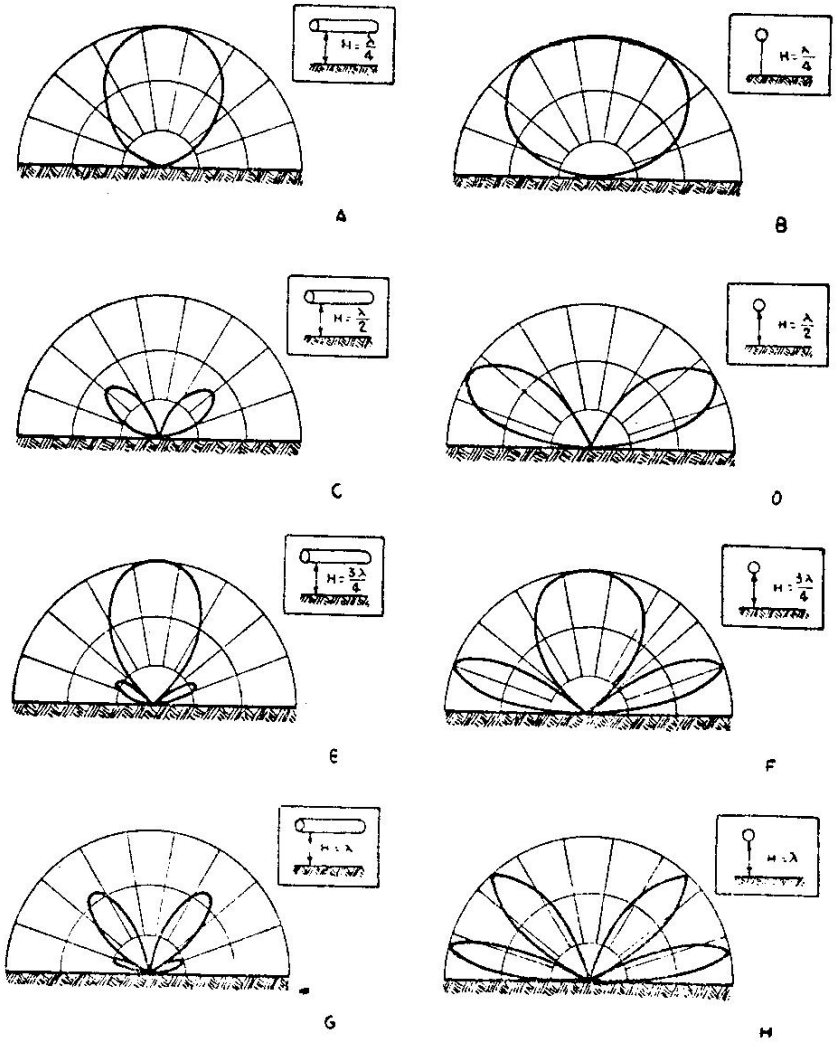


FIG. 57 – *Diagrammi d'irradiazione su piani verticali di una antenna $\lambda/2$ orizzontale per varie altezze del terreno.*

F, H, via via che l'altezza H passa da $\lambda/4$ a λ. Come caratteristica generale si osserva che ad altezze che sono in numero dispari di quarti d'onda si ha sempre un lobo diretto verticalmente mentre per altezze che sono un numero pari di quarti d'onda si ha un nullo verticalmente ed un numero di lobi pari a quello dei quarti di onda della H.

L'irradiazione massima dell'antenna si ha in direzione ortogonale al conduttore e ad angoli Δ variabili con l'altezza H. Si tenga presente però che ad angoli Δ diversi da zero si ha radiazione notevole anche in direzione del conduttore come risulta dalle figure A, C, E, G. In tale direzione il campo ha la particolarità di essere polarizzato verticalmente. Lungo la superficie di un cono rovesciato al cui vertice sia posta l'antenna e la cui generatrice formi un angolo Δ con l'orizzontale, il diagramma di radiazione ha una forma all'incirca ovoidale.

Lungo tutte le direzioni orizzontali (Δ = zero) la radiazione è nulla in ogni caso. A tale proposito occorre precisare che i diagrammi di irradiazione sono dati dalle intensità di campo che possono essere misurate (o calcolate) *a grande distanza dall'antenna* su tutta la superficie sferica di cui l'antenna è il centro (r = cost.).

Nelle vicinanze dell'antenna ed in presenza del terreno le cose possono presentarsi in modo notevolmente diverso. Ciò è importante da tener presente nei centri di trasmissione.

Esaminiamo ad es. il caso di un dipolo orizzontale lungo $\lambda/2$ posto ad altezza $H = \lambda/2$ sul terreno. Il diagramma nel piano verticale ortogonale all'asse dell'antenna è quello di fig. 57 *d*) ed è riportato in fig. 58 *a*). In fig. 58 *b*) è mostrato sommariamente come ha origine tale diagramma: i raggi partenti dall'antenna, riflessi dal terreno in B'', B', B componendosi con fase diversa con quelli diretti verso l'alto, producono il diagramma di fig. 58 *a*).

Nelle direzioni orizzontali *lontane* da A si ha sempre un annullamento del campo perchè la riflessione introduce una inversione di fase e la differenza di percorso è trascurabile. Se invece il punto B non è molto lontano da A cosicchè l'angolo Δ è di valore apprezzabile, una antenna ricevente posta in B (*) sarà soggetta ad un campo proveniente direttamente da A, che componendosi con quello riflesso dal terreno con una differenza di percorso apprezzabile, dà una risultante non nulla e di valore tanto maggiore quanto più è minore la distanza $A\,B$. In altre parole si può dire che il diagramma di fig. 59 *a*) fornisce campo zero alle direzioni esattamente orizzontali, ma per angoli Δ anche piccolissimi il campo ha valore maggiore di zero. È questo infatti il caso di un'antenna ricevente posta ad una certa altezza sul terreno nelle vicinanze di un'antenna trasmittente.

(*) Si intende non a contatto con terreno perfetto conduttore dove il campo polarizzato orizzontalmente è sempre zero (cfr. Sezione III).

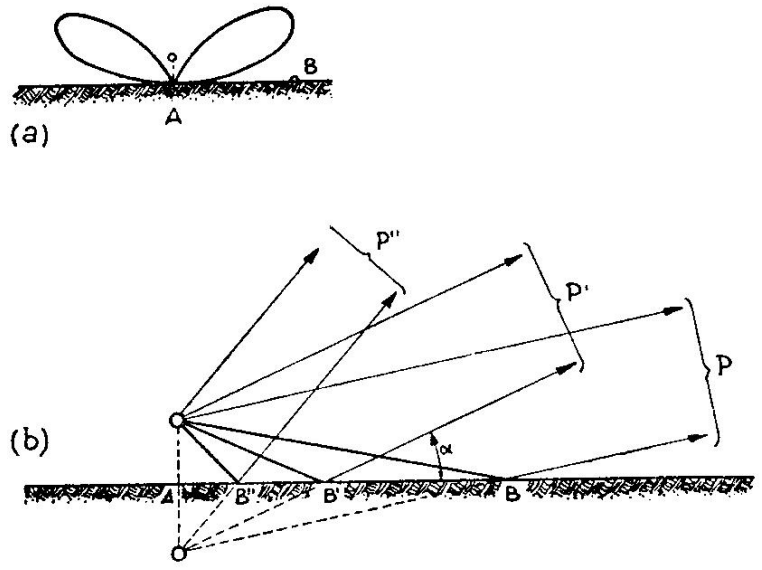


FIG. 58.

La presenza dell'antenna immagine modifica la resistenza di radiazione dell'antenna $\lambda/2$ orizzontale attraverso la componente resistiva dell'impedenza mutua, che si somma algebricamente al valore di 73 ohm dell'antenna isolata.

La curva di figura 59 mostra la variazione di R_r in funzione della altezza H. Al crescere di quest'ultima la R_r tende al valore di 73 ohm in quanto la impedenza mutua, e quindi la sua componente resistiva, va sempre diminuendo di valore (cfr. paragrafo 423 e fig. 31).

L'alimentazione di questo tipo di antenna può essere fatta in vari modi. L'alimentazione con linee risonanti è stata indicata in figura 44 ed è la più semplice perchè non richiede dispositivi per l'adattamento di impedenza. L'alimentazione con linee adattate può farsi al centro ed allora la linea deve avere un'impedenza caratteristica pari al valore della resistenza di radiazione che assume l'antenna a quell'altezza H a cui è installata. Se non si hanno disponibili linee con tale valore di Z_0 occorre un dispositivo di adattamento. Tale dispositivo sarà tanto

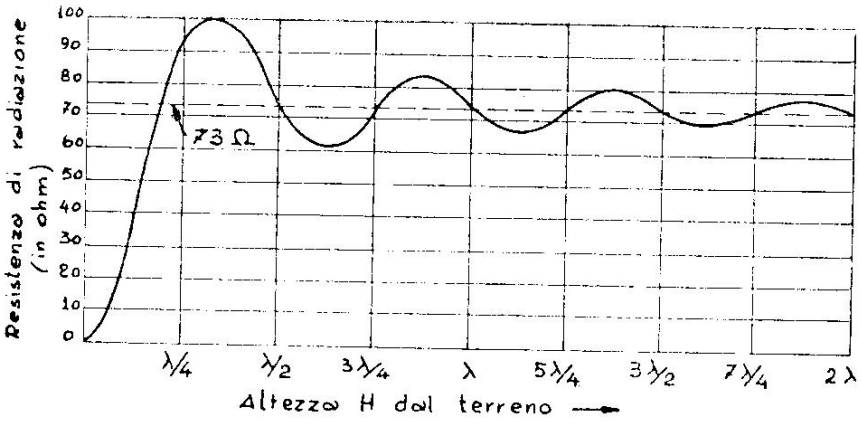


FIG. 59 – *Resistenza di radiazione di un'antenna λ/2 orizzontale.*

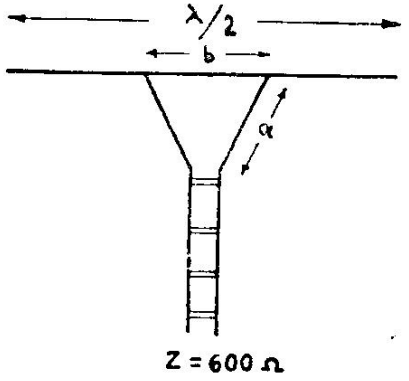


FIG. 60.

più necessario quanto maggiore è il rapporto fra Z_0 ed R_r e quanto più sono da evitare le perdite dovute al disadattamento (fig. 34).

Il cavo coassiale da 73 ohm è adatto per l'alimentazione al centro se si ammettono piccole variazioni di efficienza al variare dell'altezza, e se l'altezza non è inferiore a $\lambda/8$.

Un tipo di adattatore di impedenza tra una linea bifilare con $Z_0 = 600$ ohm ed un'atenna orizzontale $\lambda/2$ è quello detto a delta. Questo adattatore pur essendo di facile costruzione risente molto della frequenza, dell'altezza H e del tipo di terreno. È adatto pertanto per antenne che debbano lavorare a frequenza e portata fisse.

La disposizione è indicata in figura 60. Le dimensioni, per $R_r = 73$ ohm ($H = 0{,}22\ \lambda$ oppure $0{,}45\lambda$) sono, con le notazioni della figura: $b = 0{,}12\ \lambda$, $a = 0{,}1\ \lambda$. La dimensione a non è critica come lo è la dimensione b. L'angolo formato dai due conduttori divaricati può variare da 50 a 75 gradi. La regolazione del delta per qualunque altezza H, per qualunque Z_0 della linea e per qualunque tipo di terreno può essere fatta più semplicemente misurando il rapporto di onda stazionaria lungo la linea (ad es. con una lampada al neon) e operando le variazioni sul delta sino ad ottenere un rapporto prossimo ad uno.

La lunghezza dell'antenna deve essere circa il 4 % minore del $\lambda/2$. se il conduttore è molto sottile.

c) *Dipolo ripiegato λ/2.*

Come già accennato in a) precedente il dipolo ripiegato si comporta in modo del tutto simile al dipolo $\lambda/2$ semplice di cui al punto b) precedente salvo che per il valore dell'impedenza di ingresso la quale può assumere i valori più diversi in relazione alla costruzione e dimensioni geometriche del dipolo ripiegato.

Si abbia un conduttore filiforme rettilineo sede di una distribuzione stazionaria di corrente, lungo una lunghezza d'onda. Supponiamo che tale conduttore venga alimentato agli estremi A e B in modo che in corrispondenza di detti estremi si abbiano dei ventri di corrente e di conseguenza dei nodi di tensione.

In figura (61 a) è rappresentata la distribuzione relativa della tensione e della corrente. Si rileva da tale figura che nei due tratti estremi del conduttore, lunghi ciascuno $\lambda/4$, la corrente scorre, in un certo istante, in senso opposto a quello del tratto centrale, lungo $\lambda/2$. Se quindi si ripiegano i due tratti estremi del conduttore in modo da portarli accanto al tratto centrale, come in figura (61 b) si ottiene una antenna costituita da due dipoli in mezza onda affiancati l'uno all'altro, uniti metallicamente agli estremi C e D e percorsi, in corrispondenza di sezioni alla stessa quota, da correnti della stessa intensità e della stessa fase.

I due estremi A e B vengono ora a trovarsi affiancati ed è quindi possibile connettere tra di essi la sorgente di f.e.m. che deve mantenere lungo il conduttore la descritta distribuzione di corrente.

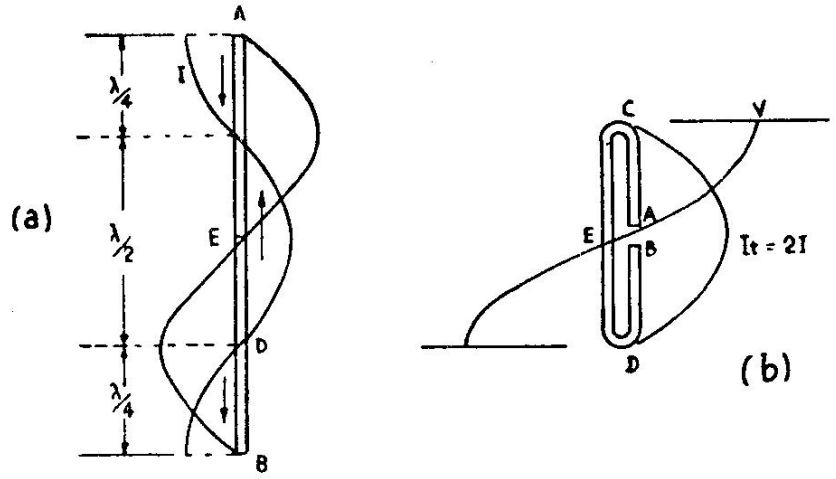


FIG. 61.

Dall'esame della figura (61 b) si rileva inoltre che la tensione, in sezioni del conduttore equidistanti da C e D è uguale di intensità e di fase; di conseguenza dopo il ripiegamento le sezioni che vengono a trovarsi vicine hanno circa lo stesso potenziale, il che facilita il problema dell'isolamento tra i due dipoli.

L'antenna così ottenuta si comporta, nei riguardi dell'irradiazione, come un unico dipolo attraversato da corrente doppia di quella che percorre ciascun conduttore e cioè doppia di quella erogata dal generatore di f.e.m.

La potenza irradiata dal dipolo ripiegato è ancora espressa da RI^2 tenendo conto però che la corrente al ventre del dipolo semplice equivalente è doppia di quella che attraversa ciascun conduttore:

$$W = 73\ (2\ I_m)^2 \qquad [55]$$

cioè

$$W = 292\ I_m^2$$

Da questa formula risulta che il dipolo ripiegato si comporta rispetto al generatore come una resistenza

$$R_i = 292 \text{ ohm}$$

che è quattro volte maggiore di quella di un dipolo semplice.

L'accorciamento necessario per portare alla risonanza il dipolo ripiegato è maggiore di quello che comporterebbe ciascuno dei due dipoli in mezza onda. La larghezza di banda del dipolo ripiegato è maggiore di quella propria di ciascun dipolo semplice costituente.

Il dipolo ripiegato offre i seguenti vantaggi:

— è spesso necessario disporre, per ragioni di adattamento all'alimentatore, di una impedenza di ingresso maggiore di quella che sarebbe offerta da un dipolo semplice:

— è utile avere un'antenna a dipolo a larga banda utilizzando un conduttore di raggio ridotto;

— è facile sostenere il dipolo ripiegato senza ricorrere ai supporti isolanti sorreggendo l'antenna per il punto E mediante un supporto metallico, in quanto detto punto, per ragioni di simmetria è a potenziale nullo e può quindi essere messo direttamente a massa.

I dipoli ripiegati vengono costruiti anche con i due conduttori di diverso diametro; ciò si fa allo scopo di ottenere impedenze d'ingresso di valore diverso da 4 R_r.

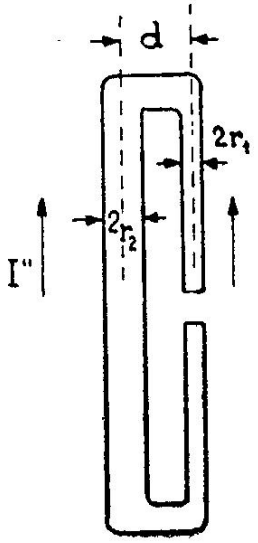


FIG. 62.

Precisamente: volendo avere impedenze maggiori di 4 R_r basta conferire al conduttore 1 in cui è inserita la f.e.m., un raggio inferiore all'altro che indicheremo come conduttore 2 (fig. 62).

Se I'' è la corrente e r_2 è il raggio del conduttore 2, I' è la corrente ed r_1 è il raggio del conduttore 1 e d è la distanza tra i due conduttori, la potenza irradiata dal dipolo ripiegato, che agli effetti della irradiazione equivale ad un dipolo semplice percorso da corrente $(I' + I'')$, è:

$$W = R_r (I' + I'')^2$$

mentre la resistenza d'ingresso è

$$R_i = \frac{W}{I'^2} = R_r \left(1 + \frac{I''}{I'}\right)^2 = R_r \left(1 + \frac{\log \frac{d}{r_1}}{\log \frac{d}{r_2}}\right)^2 \qquad [56]$$

Dall'esame delle formule si rileva come l'espressione entro parentesi possa assumere valori superiori o inferiori a 2 facendo diverse fra loro le dimensioni r, ottenendo così resistenze di ingresso di valori inferiori o superiori a 4 R_r.

Valori molto superiori d'impedenza d'ingresso possono ottenersi con la parte ripiegata costituita di più conduttori paralleli come in figura 63. Con tale disposizione si ha, per eguali diametri dei conduttori e per eguale spaziatura, un'impedenza d'ingresso di circa 650 ohm nel caso di 3 soli conduttori.

In generale il valore di impedenza è n^2 volte quello del dipolo semplice dove n è il numero dei dipoli paralleli.

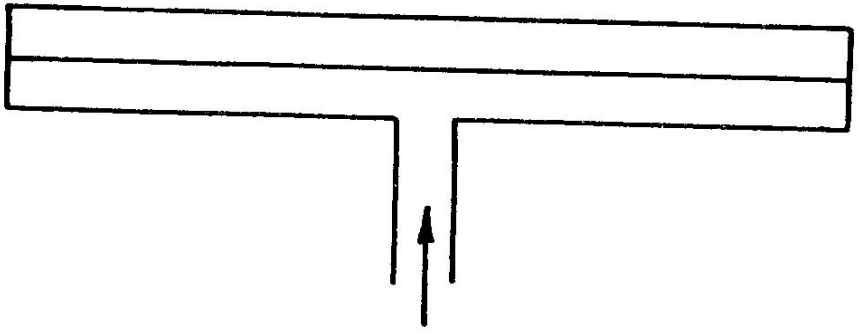


FIG. 63 – *Dipolo ripiegato più volte.*

d) *Dipolo verticale λ/2.*

L'antenna immagine è percorsa da corrente uguale e della stessa fase di quella dell'antenna reale. L'altezza H sul terreno è misurata dal punto di mezzo dell'antenna e pertanto la sua altezza minima è $\lambda/4$.

Il fattore di riflessione per immagini positive dato dalla formula [18] deve essere moltiplicato per la formula [51] che fornisce il campo dell'antenna isolata nella quale però è conveniente sostituire all'angolo θ rispetto al conduttore il suo complementare Δ $90° - \theta$. Si ottiene così che il campo dovuto alla composizione dei raggi diretti e di quelli riflessi dal terreno ha il valore:

$$E_r = \frac{120\ I}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \operatorname{sen} \Delta}{\cos \Delta} \cos\left(2\pi \frac{H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right) \qquad [57]$$

che a parità di H e di Δ è uguale in tutte le direzioni azimutali. Questa antenna è perciò detta ad irradiamento circolare. Notare che per qualunque altezza H quando l'angolo Δ è zero (direzioni orizzontali) il campo è sempre pari a $\frac{120\ I}{r}$ cioè doppio di quello massimo dell'antenna isolata, mentre quando l'angolo Δ è 90° (direzione verticale) la radiazione è sempre nulla.

Anche per la disposizione verticale la presenza dell'antenna immagine modifica la resistenza di radiazione del dipolo $\lambda/2$ la quale va sommata algebricamente con la componente resistiva della mutua impedenza (fig. 32).

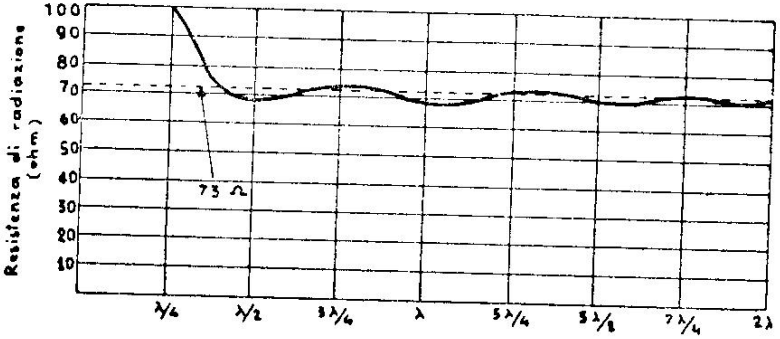


FIG. 64 – *Resistenza di radiazione di un'antenna verticale λ/2 al variare dell'altezza.*

Il valore totale della R_r così ottenuto è riportato in figura 64 in funzione dell'altezza H. Esso tende a 73 ohm per valori elevati di H/λ e per antenne di diametro molto piccolo.

Questo tipo di antenna irradia onde polarizzate verticalmente e quindi è molto adatta per propagazione lungo la superficie del terreno (onda superficiale) o nelle vicinanze di esso (onda diretta).

L'alimentazione del dipolo verticale può essere fatta con le stesse modalità del dipolo orizzontale e cioè al centro o all'estremità con linee risonanti o con linee adattate. Occorre però osservare che nell'alimentazione al centro (bassa impedenza) la linea di alimentazione rappresenta una fonte di inconvenienti nei riguardi delle caratteristiche elettriche dell'antenna e del suo diagramma di irradiazione. Infatti, se la linea è bilanciata, essa deve correre per un buon tratto perpendicolarmente al dipolo come in figura 65 perchè diversamente verrebbe a trovarsi nelle vicinanze del semidipolo inferiore modificandone notevolmente ed in modo inopportuno le caratteristiche elettriche. D'altra parte è assai difficile sistemare in posizioni elevate il complesso linea antenna.

Se la linea è sbilanciata (cavo coassiale) il suddetto artificio non risolve il problema perchè le capacità tra i due rami dell'antenna ed i due conduttori del cavo non risultano simmetricamente bilanciate dando luogo a campi disturbanti che modificano il diagramma di irradiazione.

Per tali ragioni l'unico modo corretto di alimentare al centro un dipolo verticale è dato dalla disposizione detta coassiale mostrata in figura 66.

Elettricamente tale disposizione presenta alcuni vantaggi importanti. Innanzi tutto l'alimentazione può essere fatta con cavo coassiale senza che vi siano azioni reciproche tra il conduttore esterno del cavo e l'antenna. Inoltre l'impedenza tra l'estremo inferiore del manicotto ed

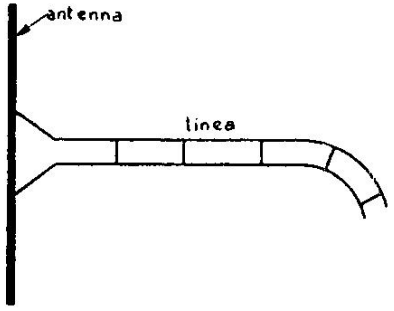


FIG. 65 – *Alimentatore del tipo λ/2 verticale.*

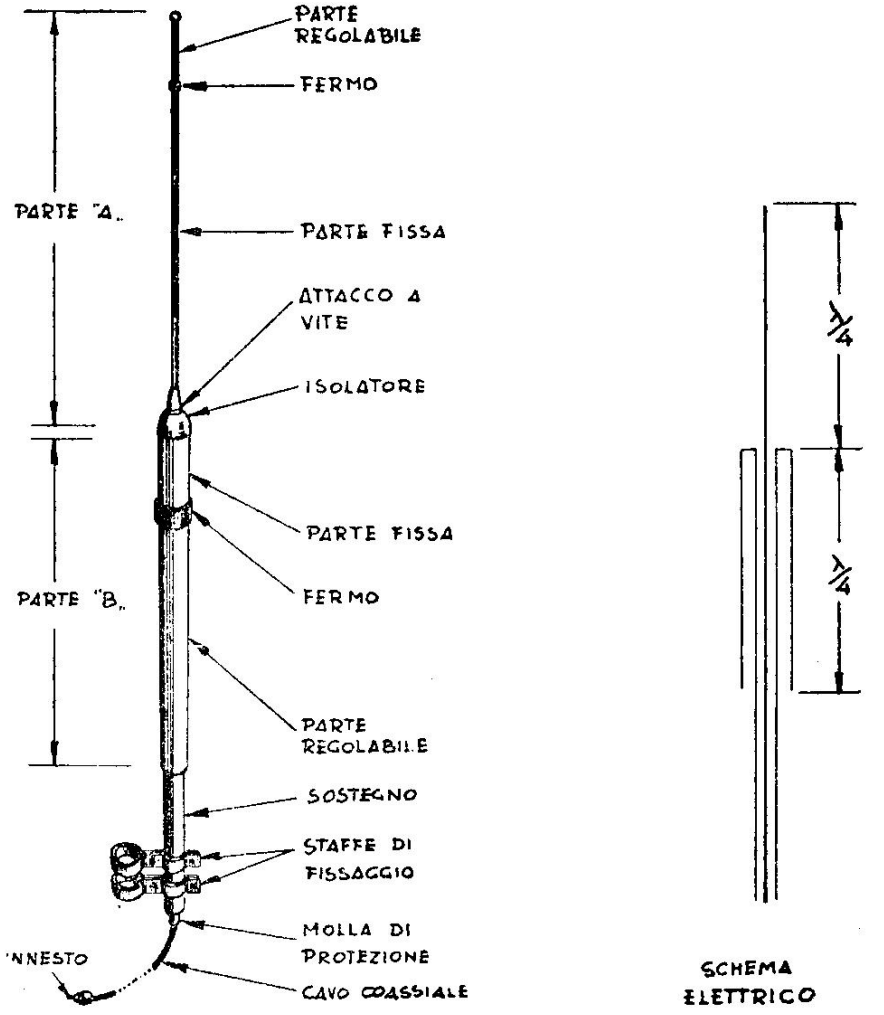


FIG. 66 – *Antenna coassiale tipica.*

il conduttore esterno del cavo come pure tra detto estremo ed il sostegno metallico, è elevatissima e pertanto le correnti indotte e le relative radiazioni indesiderate sono ridotte a valori trascurabili. Il sostegno risulta molto semplice, l'insieme è compatto è maneggevole e la lunghezza dei due semidipoli può essere regolabile entro limiti piuttosto ampi con sistemi a cannocchiale.

Questa disposizione risulta pratica alle frequenze elevate ed in genere al disopra di 30 Mc/s.

Il valore della resistenza di radiazione e quindi l'impedenza caratteristica del cavo coassiale si aggira intorno ai 50 ÷ 60 ohm dato il basso rapporto lunghezza-diametro che risulta dalla presenza del manicotto che funziona da semidipolo inferiore.

440. Antenne risonanti su armoniche.

Un'antenna risonante su una frequenza armonica (*vedi* 418) presenta tanti ventri di corrente quante sono le semilunghezze d'onda che compongono il conduttore. La resistenza di radiazione (in un ventre) assume valori sempre maggiori di 73 ohm quanto più è elevata l'armonica di funzionamento. I diagrammi solidi di irradiazione presentano la caratteristica di avere dei lobi disposti simmetricamente intorno al centro del diagramma in numero pari al numero dei ventri di corrente.

Il valore efficace del campo irradiato è dato in generale da:

$$E = \frac{60\ I}{r}\ f(\theta)\quad \text{V/m} \qquad [58]$$

dove:

I = corrente efficace in un ventre
r = distanza in metri

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)}{\cos\theta}$$ quando L è un numero *dispari* di $\lambda/2$ [59]

$$\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi L}{\lambda}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta}$$ quando L è un numero *pari* di $\lambda/2$ [60]

θ = angolo tra l'asse del conduttore e la direzione considerata.

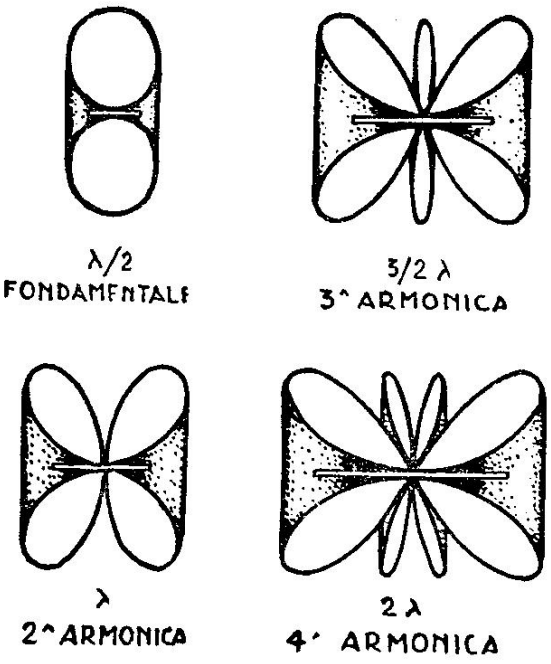


FIG. 67 - *Diagrammi di radiazione di antenne risonanti su armoniche (nel vuoto).*

La figura 67 mostra i diagrammi solidi nel vuoto sezionati per alcuni ordini di armoniche.

La presenza del terreno modifica sia la resistenza di radiazione che il diagramma di irradiazione ai vari angoli Δ di elevazione. In genere non viene considerata la posizione verticale di tali antenne le quali vengono installate orizzontalmente a causa della loro lunghezza.

La massima irradiazione avviene ad angoli che dipendono sia dalla lunghezza dell'antenna sia dalla sua altezza dal terreno. In genere la radiazione massima si ha fra i 10 ed i 30° di elevazione ed in direzioni azimutali prossime a quella dell'asse del conduttore. Pertanto le antenne risonanti su armoniche sono adatte a collegamenti in onda ionosferica ed il piano di polarizzazione della radiazione massima è all'incirca verticale.

Nelle applicazioni militari le antenne risonanti su armoniche non sono molto usate benchè diano guadagni piuttosto rilevanti specialmente alle maggiori lunghezze. Esse vengono talvolta usate per ottenere sistemi ed alta direttività come le antenne a V orizzontale di cui sarà fatto cenno al paragrafo 447.

441. Antenne a telaio.

L'antenna a telaio è essenzialmente una bobina di qualunque conveniente sezione (*vedi* fig. 68) percorsa da corrente a radiofrequenza. I normali telai sono progettati in modo che le loro dimensioni siano piccole in confronto con le lunghezze d'onda, nel qual caso la corrente è della stessa ampiezza e della stessa fase in tutti i punti del telaio.

(Quando il telaio è grande in confronto della lunghezza d'onda, ma non eccessivamente, la capacità e la induttanza disperse tra le spire variano l'ampiezza della corrente lungo l'avvolgimento, benchè la fase resti sostanzialmente la stessa. Sotto tali condizioni il diagramma di irradiazione può essere leggermente diverso da quello di un telaio ideale).

Il campo irradiato in un piano perpendicolare a quello di un telaio le cui dimensioni siano così piccole in confronto della lunghezza d'onda per cui la corrente possa essere considerata costante lungo tutto il conduttore, è:

$$E = \frac{420\ \pi^2}{r} N \left(\frac{A}{\lambda^2} \right) I_s \cos \theta \qquad [61]$$

dove:

N = campo in volt per metro,
r = distanza in metri,
N = numero di spire,
A = area del telaio in metri quadrati,
λ = lunghezza d'onda in metri,
I_s = corrente in Amper,
θ = angolo rispetto al piano del telaio.

Questa relazione non tiene conto della forma del telaio. Quando un telaio è usato come antenna ricevente la tensione indotta in esso da un'onda polarizzata parallelamente al piano del telaio stesso è:

$$V = 2\pi E N \frac{A}{\lambda} \cos \theta \qquad [62]$$

Le notazioni sono le stesse della formula precedente salvo che E rappresenta il campo ricevuto in Volt per metro.

La distribuzione del campo prodotta da un telaio lontano dalla terra è esattamente uguale a quella di un dipolo elementare disposto al centro del telaio e con l'asse perpendicolare al piano dello stesso. I due diagrammi tuttavia differiscono per il fatto che il campo del telaio è sempre polarizzato nella direzione parallela al suo piano.

Le equazioni [61] e [62] suppongono che il telaio sia lontano dalla terra. Nel caso che ciò non si verifichi può essere usato il metodo delle immagini di cui al paragrafo 415 b) per determinare l'influenza che la presenza della terra ha sul diagramma direzionale.

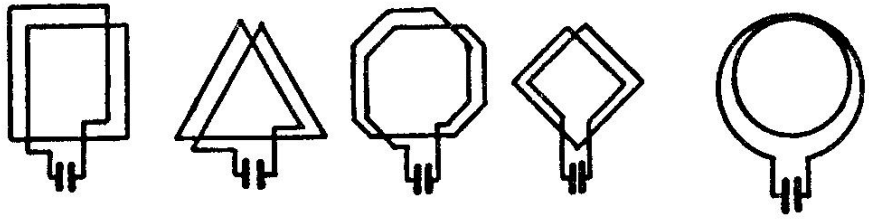


FIG. 68 - *Tipiche antenne a telaio.*

La resistenza di radiazione di un'antenna a telaio piccola in confronto alla lunghezza d'onda, e lontana dalla terra, è:

$$R_r = 31.000 \left(N \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \qquad [63]$$

La resistenza di radiazione di un normale telaio è molto piccola. Quindi la sua efficacia è molto bassa sia quando funziona da antenna trasmittente sia quando viene impiegato come antenna ricevente. Tuttavia in questo ultimo caso è abbastanza usato per le sue proprietà direttive.

I telai e la combinazione di un telaio con un'antenna verticale sono impiegati nei radiogoniometri.

442. Antenne non risonanti.

L'antenna non risonate semplice (o ad onda progressiva) è costituita da un unico conduttore rettilineo collegato per una estremità al trasmettitore e per l'altra estremità ad una resistenza di terminazione. Il circuito di ritorno a cui sono collegati sia la resistenza che il trasmettitore è fornito dal terreno (*vedi* fig. 27).

Ogni tratto infinitesimo del conduttore irradia un campo e. m. istantaneo proporzionale al valore istantaneo della corrente che lo percorre. Integrando gli effetti di tali campi per tutta la lunghezza e tenendo conto del ritardo di fase della corrente si ottiene il campo irradiato e la sua distribuzione nello spazio in funzione della corrente, della lunghezza totale e della distanza del punto considerato. La espressione matematica del fattore di distribuzione del campo e cioè della $f(\theta)$ può essere ridotta in diagrammi polari solidi di irradiazione le cui sezioni in piani passanti per l'asse del conduttore sono mostrate nella figura 70 per alcune lunghezze L dell'antenna. Nella figura 71 sono riportati in un unico grafico cartesiano le ampiezze massime relative dei lobi principali del diagramma di irradiazione e gli angoli θ che dette ampiezze formano con il conduttore, in funzione della lunghezza L.

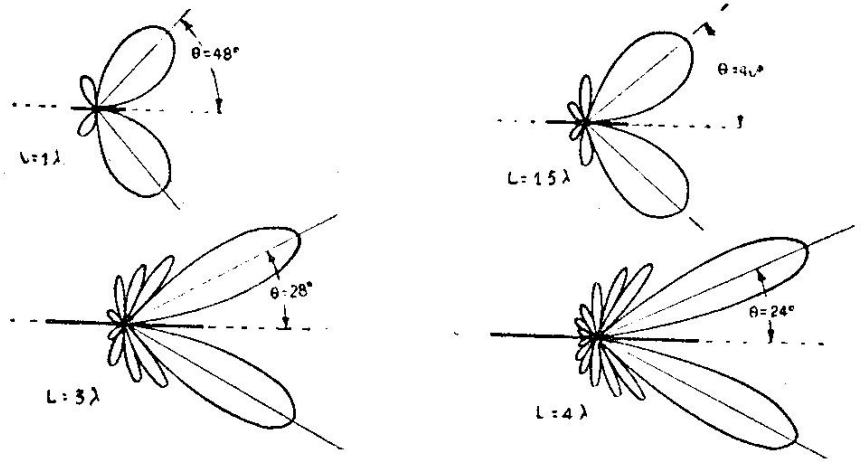


FIG. 70 - *Diagrammi di irradiazione di un filo non risonante.*

Le caratteristiche più importanti sono:

— i lobi maggiori sono inclinati dalla parte verso cui l'onda si propaga, ossia verso cui la corrente ritarda di fase;

— l'inclinazione e l'ampiezza dei lobi aumentano con l'aumentare della lunghezza L.

Il diagramma solido di irradiazione di un filo non risonante, ipoteticamente lontano dal terreno, è dato dalla rotazione dei diagrammi di figura 70 intorno all'asse del filo (*).

I diagrammi di radiazione in presenza di terreno vengono modificati per effetto del fattore di riflessione (formula [19] per componenti orizzontali).

L'impedenza caratteristica dell'antenna è data dalla formula:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{2h}{r} \text{ (ohm)} \qquad [64]$$

dove:

h = altezza dal terreno

r = raggio del conduttore

ed è quindi indipendente dalla lunghezza come per una qualunque linea (*vedi* anche Tabella 2).

La resistenza di radiazione aumenta con la lunghezza e raggiunge valori di qualche centinaio di ohm.

L'antenna non risonante così come sopra descritta trova poche applicazioni in trasmissione. È qualche volta usata nella ricezione.

È adatta per onde lunghe polarizzate verticalmente su terreno di bassa conducibilità. La direzione di massima intensità di radiazione (o di ricezione) coincide con l'asse del filo ed il verso è quello generatore–resistenza in trasmissione e opposto in ricezione.

L'antenna non risonante è invece alla base dei sistemi irradianti di elevata direttività (rombiche e semirombiche) di cui ai paragrafi 448 e 449, adatti per tutte le gamme di frequenza.

(*) Nel caso di una linea a due conduttori paralleli molto vicini rispetto alla lunghezza d'onda, le correnti nei due fili sono uguali e di senso opposto, ma il verso di propagazione è lo stesso. I diagrammi di irradiazione sono perciò uguali (e cioè sovrapponibili) ma di segno opposto e pertanto la linea non irradia in quanto ad ogni istante gli effetti dei due conduttori si annullano a vicenda.

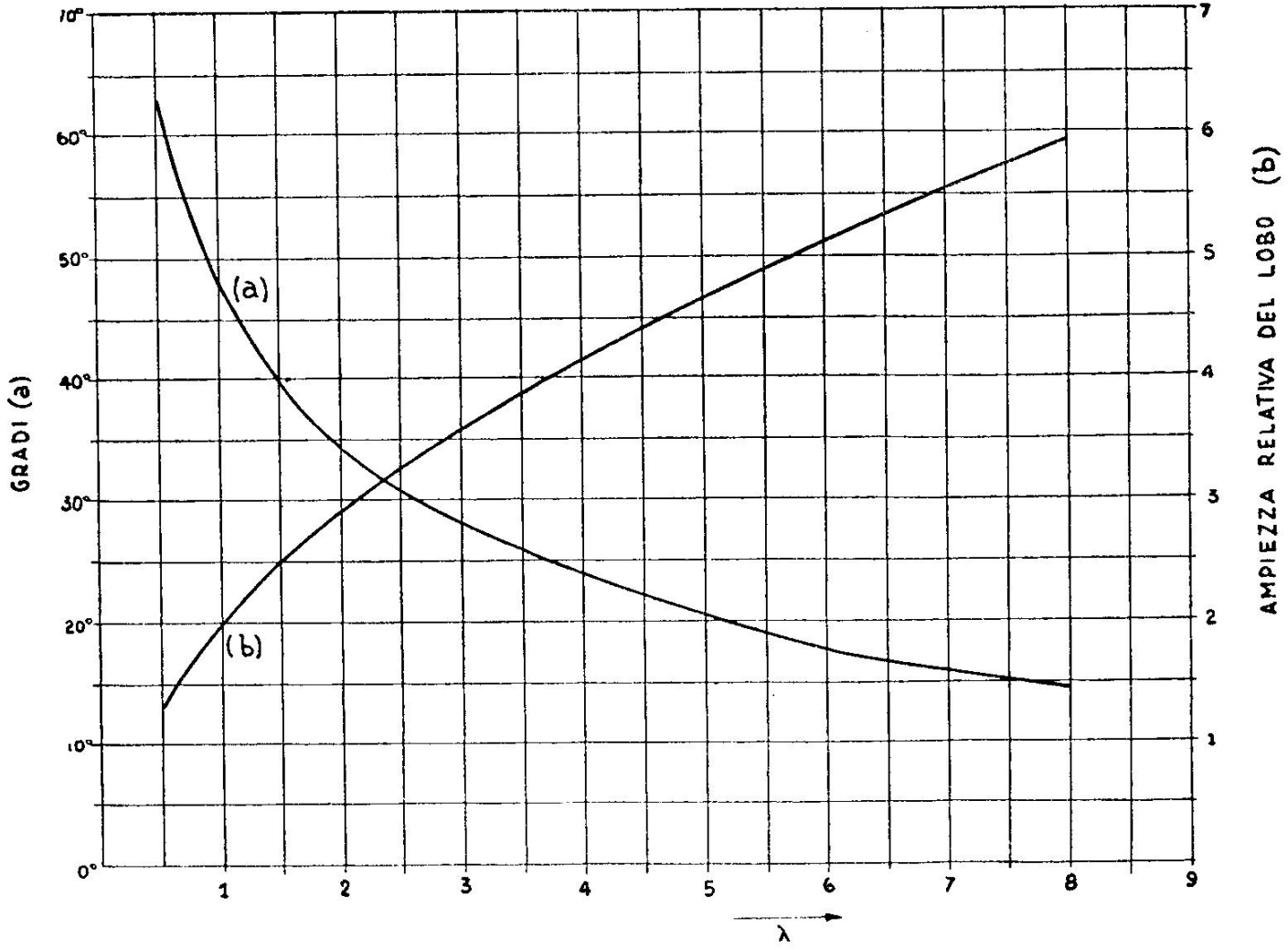


FIG. 71 - *Ampiezza relativa dei lobi e angolo che i massimi formano con il conduttore in una antenna non risonante.*

CAPITOLO 5.

ANTENNE MOLTO DIRETTIVE PER *HF* E PER *VHF*

443. Generalità.

Le antenne semplici di cui al capitolo precedente irradiano in più di una direzione dello spazio. Sono in genere adatte a collegamenti tra più di due stazioni dislocate variamente sul terreno, o, nel caso di antenne verticali, alla radiodiffusione circolare.

Allorchè il collegamento deve avvenire tra due sole stazioni come ad esempio nei ponti radio, si verificherebbe una enorme dispersione di energia in quanto per raggiungere il punto corrispondente si irradia sotto un angolo solido di valore eccessivo. Si cerca perciò di concentrare l'irradiazione in fasci di ristretto angolo solido diretti verso la stazione corrispondente. Sono nati così i sistemi irradianti direttivi. Questi sono caratterizzati da un guadagno superiore a quello delle antenne semplici e da diagrammi di radiazione solidi che hanno una forma che si avvicina più o meno a quella di un fuso.

Le caratteristiche direttive di un'antenna valgono sia che essa funzioni in trasmissione sia che serva come antenna ricevente (*vedi* paragrafo 418).

In alcuni sistemi direttivi viene sfruttato il principio della riflessione dell'onda emessa da uno o più radiatori, su uno o più elementi riflettenti formati da superfici conduttrici o da conduttori cosìddetti « passivi ».

In altri sistemi viene invece ottenuta la direttività combinando gli effetti di più radiatori variamente raggruppati ed alimentati.

Considerando che la riflessione può in ogni caso ricondursi alla presenza di una o più antenne immagini di opportune caratteristiche, si può in definitiva affermare che i sistemi direttivi si ottengono dalla combinazione di più elementi irradianti.

In pratica si parla di sistemi direttivi ad elementi « alimentati » oppure ad elementi « passivi » oppure a « superfici riflettenti ».

La composizione dei campi dovuti a tutti gli elementi del sistema, siano questi alimentati, passivi, od immagini riflesse, dovrebbe avvenire in modo che i vettori relativi giungano nel punto P lontano posto nella direzione desiderata, con fasi uguali e con uguale orientamento spaziale, mentre nelle direzioni che non interessano i vettori dovrebbero tendere ad elidersi a vicenda. In tal caso il campo risultante nel punto P sarebbe la somma aritmetica dei campi componenti.

Non tutte le disposizioni escogitate raggiungono tale risultato.

Tutti i sistemi direttivi hanno dimensioni (superficiali o volumetriche) molto maggiori di quelle degli elementi irradianti semplici. Poichè questi ultimi hanno dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda e poichè i guadagni ottenibili sono tanto maggiori quanto più grandi sono le dimensioni del sistema, risulta più facile l'impiego delle antenne direttive alle frequenze più elevate.

D'altra parte (e fortunatamente) è proprio alle frequenze più elevate che è necessario, se non indispensabile, irradiare e captare con forti guadagni.

I sistemi direttivi più diffusi e più adatti per l'impiego militare vengono descritti nei seguenti paragrafi. Sarà indicata per ciascuno la gamma di più pratico impiego limitatamente alle *HF* ed alle *VHF*.

444. Cortine di dipoli (VHF).

a) *Cortine ad irradiazione laterale (broadside).*

È formata di un certo numero di radiatori, posti parallelamente fra loro lungo una retta (*vedi* fig. 72 nella quale il piano del foglio è perpendicolare agli assi dei dipoli) egualmente spaziati e percorsi da correnti uguali e della stessa fase.

Quando la spaziatura tra i radiatori è piccola (uguale o minore di $\lambda/2$) e i radiatori sono ad irradiazione circolare nel piano perpendicolare al piano della cortina, e quando la lunghezza della cortina comprende 3 o più lunghezze d'onda il diagramma di irradiazione ha l'aspetto di figura 72. La radiazione viene concentrata in un piano perpendicolare a quello della cortina. In genere si usano dipoli $\lambda/2$ spaziati $\lambda/2$ ed alimentati in fase alle estremità. Si usa anche sovrapporre più cortine l'una sull'altra aumentando così la superficie irradiante dalla quale dipende il guadagno del sistema. Detto guadagno può essere raddoppiato se si pone la cortina parallelamente ad uno schermo riflettente (piano o griglia metallica) che elimina la radiazione in un senso e rafforza quella nell'altro senso.

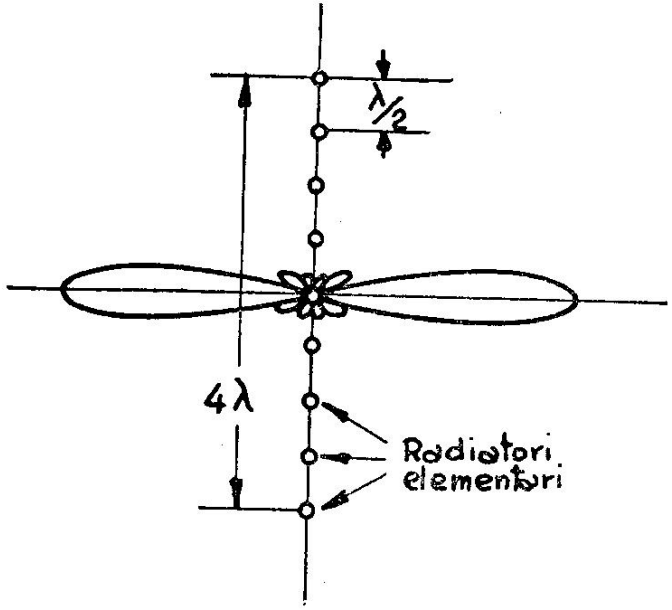


FIG. 72 - *Cortina ad irradiazione laterale.*

b) *Cortine ad irradiazione di estremità (end-fire).*

Differisce dalla precedente soltanto per le correnti dei singoli radiatori le quali hanno uguale ampiezza ma sono sfasate progressivamente di un angolo pari a $\frac{2\pi d}{\lambda}$ radianti, dove d è la spaziatura fra un elemento e l'altro.

La radiazione viene allora concentrata verso l'estremità della cortina dove la corrente è più ritardata. Il diagramma ha la forma di figura 73 ed esso si allunga e si appiattisce tanto più quanto più è grande la lunghezza della cortina misurata in lunghezze d'onda.

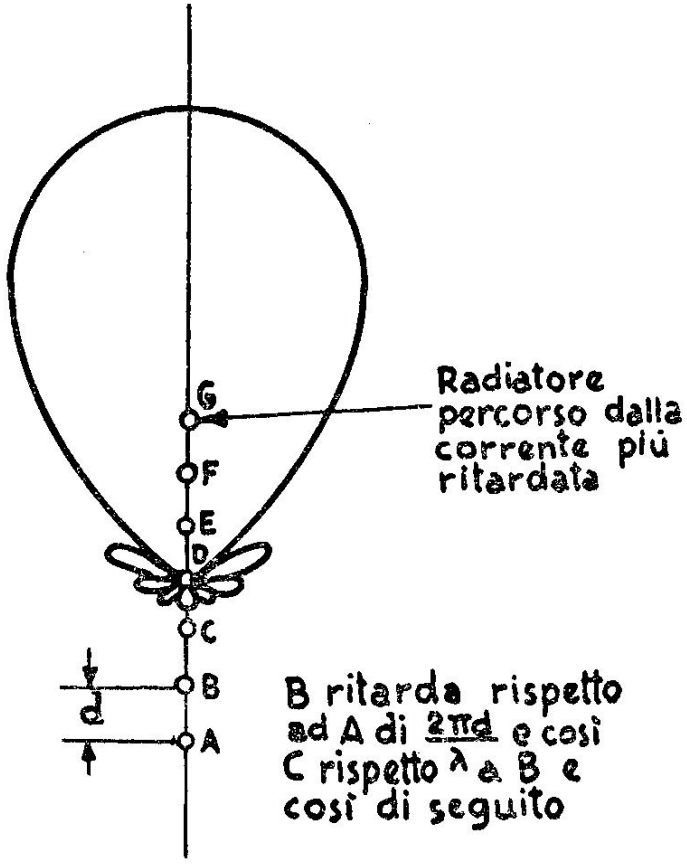


FIG. 73 - *Cortina ad irradiazione di estremità.*

445. Antenne Yagi (VHF).

È detto parassita un elemento di antenna non alimentato posto nelle immediate vicinanze di un'antenna alimentata e cioè con essa elettricamente accoppiato. In tale elemento passivo si induce una corrente di ampiezza e fase variabile con la distanza fra i due elementi, massimamente quando i due elementi sono paralleli.

La corrente indotta che scorre nel parassita produce una irradiazione che componendosi con quella dell'elemento alimentato modifica il diagramma di irradiazione di quest'ultimo. Tale effetto dipende perciò dall'ampiezza e dalla fase della corrente indotta e cioè dalla distanza del parassita e dalla sua condizione di accordo (lunghezza).

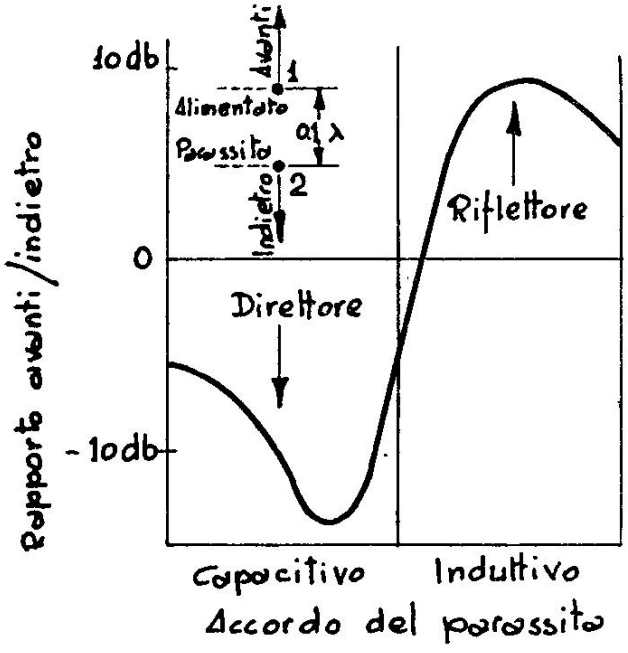


FIG. 74 – *Rapporto avanti/indietro dei campi dovuto ad un parassita e al variare della sua lunghezza.*

La figura 74 mostra in modo approssimativo l'andamento del rapporto tra le intensità dei campi nei due sensi opposti (che per il solo dipolo alimentato sarebbe uguale ad uno) quando i due elementi sono paralleli e distanti 0,1 λ, e al variare della lunghezza del parassita in più o in meno della lunghezza di accordo per $\lambda/2$.

Si vede come per lunghezze che porterebbero il parassita a risuonare su frequenze più basse di quella di lavoro, esso si comporta come « riflettore » concentrando la irradiazione nel verso 2 1, mentre per lunghezze di accordo corrispondenti a frequenze più alte la irradiazione è concentrata nel verso 1 2 e l'elemento parassita funziona da « direttore ». Nel primo caso il parassita presenta reattanza induttiva, nel secondo reattanza capacitiva alle frequenze di lavoro su cui è accordato l'elemento alimentato.

L'aggiunta di un dipolo passivo sintonizzato, a distanza 0,15 λ esalta in campo a distanza in ambedue le direzioni di allineamento. Tale dipolo si comporta cioè contemporaneamente come direttore e come riflettore, a scapito dell'energia irradiata nelle direzioni prossime alla perpendicolare alla retta di allineamento e al piano che contiene i due elementi.

Risulta inoltre che disaccordando il dipolo passivo in modo che la corrente anticipi (cioè accorciandolo) si ottiene un rafforzamento del campo nel verso dipolo alimentato–dipolo passivo, ed un indebolimento nel verso opposto. Il passivo funziona da direttore.

Inversamente, allungando il parassita, esso funziona da riflettore.

Il comportamento del dipolo passivo rimane pressocchè invariato se esso viene posto a distanze comprese tra 0,1 λ e 0,2 λ. Così facendo l'angolo di sfasamento dell'impedenza mutua è alquanto diverso da zero e di conseguenza l'allungamento e l'accorciamento necessari risultano alquanto maggiori di quelli necessari per $d = 0{,}15\ \lambda$.

Le antenne con elementi parassiti sono chiamate, dal loro ideatore, antenne Yagi.

Le antenne Yagi sono costituite da un dipolo alimentato dal trasmettitore e da più dipoli passivi posti accanto a quello alimentato per conferire alla irradiazione una caratteristica direzionale maggiore di quella del dipolo isolato.

Nella progettazione delle Yagi si cerca di ottenere particolari scopi. In alcuni casi si vuole ottenere che l'antenna presenti il guadagno più elevato in una certa direzione (con la quale si farà in ogni caso coincidere la retta congiungente i centri dei dipoli).

In altri casi si richiede invece che le caratteristiche direzionail siano tali da avere il più alto rapporto tra il campo in una direzione ed il campo nella direzione opposta o, come si dice comunemente, il massimo rapporto avanti/indietro.

Questa condizione non coincide esattamente con quella del massimo guadagno.

I guadagni che è possibile ottenere con antenne composte da un dipolo alimentato e da un solo dipolo passivo, non sono molto elevati.

Guadagni maggiori si raggiungono disponendo accanto al dipolo alimentato più di un dipolo passivo. Lo studio di un'antenna con più dipoli passivi diviene notevolmente complesso in quanto occorre tener conto non soltanto dell'azione tra dipolo alimentato e ciascun dipolo passivo, ma anche della mutua azione tra i dipoli passivi, che varia al variare della disintonizzazione di ciascun elemento passivo.

Per rendere piccola la mutua azione tra elementi passivi in confronto all'azione tra dipolo alimentato e ciascun dipolo passivo, una disposizione consigliabile è quella in cui i due elementi passivi sono posti uno da una parte e uno dall'altra del dipolo principale e funzionano uno da riflettore ed uno da direttore.

Altri tipi di antenne Yagi usate in pratica comprendono un dipolo riflettore e più dipoli direttori.

Sono state realizzate antenne con un riflettore ed un numero di direttori fino a 20 ottenendo guadagni in potenza, rispetto al dipolo isolato, fino a circa 20. I direttori sono tutti della stessa lunghezza e spaziati di circa $\lambda/3$.

La messa a punto delle antenne Yagi più complesse si esegue sperimentalmente per tentativi.

Nelle antenne Yagi più semplici la messa a punto sperimentale viene aiutata dalla conoscenza delle considerazioni precedentemente svolte nel senso che, allontanando o avvicinando un dato dipolo, allungandolo o accorciandolo, si sa cosa succede ed in che senso si deve agire per ottenere determinati effetti.

Occorre aggiungere qualche considerazione sulla larghezza di banda delle antenne in argomento.

Mentre in un dipolo semplice a frequenze diverse da quella di sintonia, la diminuzione della intensità della corrente e perciò del campo irradiato era dovuta unicamente alla presenza della componente immaginaria della impedenza d'ingresso del dipolo, nelle antenne Yagi il campo irradiato nella direzione privilegiata a frequenza diversa da quella di funzionamento normale diminuisce anche perchè variano le fasi delle correnti indotte negli elementi passivi e conseguentemente le condizioni di composizione dei campi a distanza cui era dovuto l'ottenimento del guadagno. In conclusione la larghezza di banda delle antenne Yagi è di regola inferiore a quella del dipolo alimentato.

La realizzazione costruttiva di antenne tipo Yagi si presenta per lo più come in figura 75.

Un'unica struttura metallica orizzontale, per lo più un tubo, serve di sostegno a tutti gli elementi e cioè al dipolo alimentato semplice o ripiegato, ed agli elementi passivi. È da notare che i punti di attacco

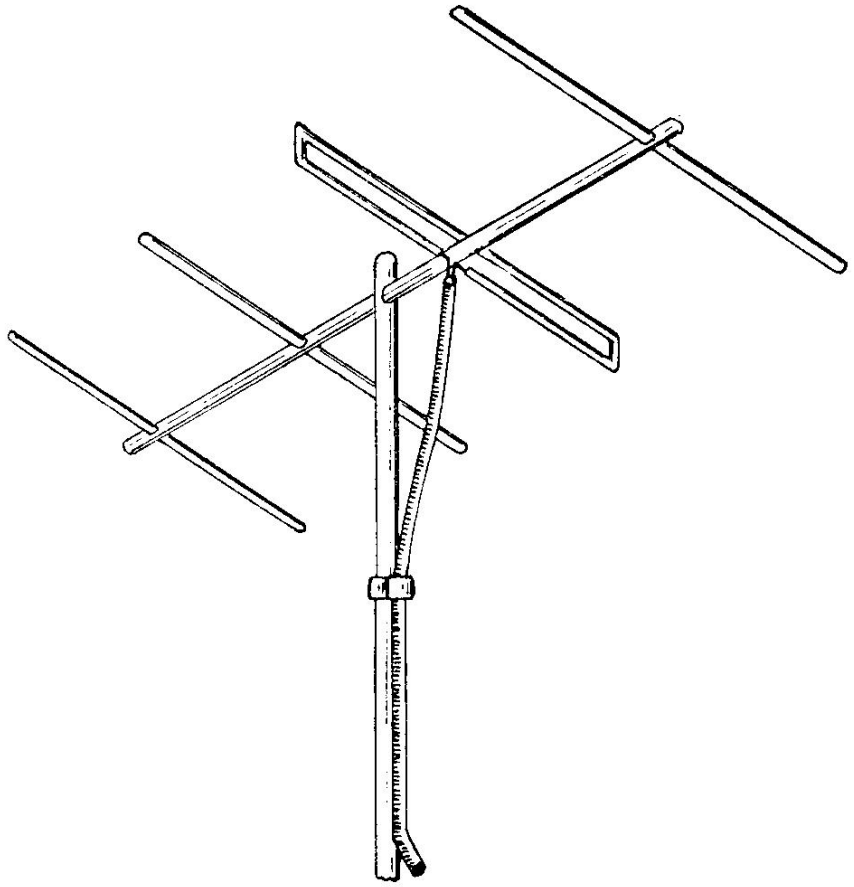


FIG. 75 - *Antenne Yagi.*

dei vari dipoli al supporto centrale si trovano, per ragioni di simmetria, a potenziale nullo e per tale ragione possono essere fissati al supporto stesso, che è a potenziale di massa, senza l'interposizione di isolatori. Questo rappresenta un notevole vantaggio costruttivo e contribuisce a rendere il complesso economico e robusto.

Il tubo centrale di supporto viene poi fissato in vario modo alla struttura verticale di sostegno dell'antenna. Più facile è il fissaggio delle antenne Yagi a polarizzazione orizontale come quella di figura 75; meno facile quello di antenne a polarizzazione verticale in quanto il sostegno verticale può dare luogo ad azioni mutue indesiderate con gli elementi radianti paralleli al sostegno.

Le antenne Yagi sono di sfruttura semplice, economiche, leggere e vengono perciò largamente usate nel campo delle onde metriche ($\lambda = 1 \div 10$ metri) in cui complessi irradianti o captanti di maggior guadagno riuscirebbero eccessivamente ingombranti e costosi. Con tali antenne è possibile ottenere guadagni variabili intorno alla decina di decibel.

Come si è detto si possono ottenere anche guadagni maggiori, adottando un maggior numero di direttori; è tuttavia da notare che le antenne Yagi di tale tipo cominciano ad essere alquanto ingombranti e di difficile messa a punto.

Si usano a volte complessi costituiti da più Yagi parallele le une alle altre. L'insieme, oltre ad essere ingombrante e poco compatto, presenta un difficoltoso aggiustamento, soprattutto a causa delle intenzioni di ciascuna Yagi sulle altre.

446. Antenne con superfici riflettenti (VHF).

a) *Generalità.*

È stato detto in precedenza quale sia l'effetto del terreno, supposto perfetto conduttore, quando un'antenna è posta nelle sue vicinanze.

Il risultato più notevole è quello della modifica, a volte di entità rilevante, del diagramma di radiazione e quindi della direttività del sistema.

Disponendo opportunamente una o più superfici metalliche conduttrici nelle vicinanze di un radiatore, possono essere ottenuti sistemi più o meno direttivi, in relazione alla forma e alla distanza della superficie, o delle superfici, dal radiatore.

Il sistema può essere analizzato con il metodo delle immagini nel caso di superfici piane oppure per mezzo di considerazioni di ottica geometrica nel caso di superfici curve.

I guadagni ottenibili sono in genere abbastanza elevati, ma l'impiego di antenne con riflettori è necessariamente limitato alle frequenze più elevate della gamma *VHF* ed alla gamma delle *UHF* in quanto le dimensioni di ingombro delle superfici riflettenti devono essere almeno uguali e spesso molto superiori alla lunghezza d'onda di lavoro.

In tutti i sistemi con elementi riflettenti (ivi compresi i dipoli passivi di cui al paragrafo precedente) ciò che determina la modifica del diagramma di radiazione proprio dell'antenna sono principalmente le relazioni di fase esistenti tra le correnti che scorrono nel radiatore e le correnti indotte che scorrono nell'elemento riflettente. Vengono cioè sfruttati i fenomeni di interferenza che si generano in un punto lontano dello spazio tra le onde irradiate con fasi diverse dal radiatore primario e dai vari elementi del sistema.

Le relazioni di fase più opportune si ottengono appunto assegnando ai riflettori forme e distanze tali da ottenere gli effetti desiderati.

Non è necessario che una superficie riflettente sia una superficie metallica continua; essa può essere più comodamente costituita da reti o griglie metalliche o da sistemi di conduttori filiformi, purchè gli spazi vuoti abbiano dimensioni piccole rispetto alla lunghezza di onda.

Descriveremo i più importanti sistemi di antenne con superfici riflettenti.

b) *Sistemi con unico riflettore piano.*

La più semplice disposizione di un sistema con riflettore consiste in un dipolo in mezza onda adiacente e parallelo ad uno schermo di rame. La spaziatura tra l'antenna e il riflettore è preferibile sia dell'ordine di $0{,}1 \div 0{,}3$ lunghezze d'onda. La massima radiazione si ha nella direzione ad angolo retto col piano riflettente e il guadagno di potenza rispetto all'antenna isolata in mezza onda è dell'ordine di 4 (6 *db*). L'effetto della spaziatura sul guadagno per resistenza di perdita dell'antenna uguale a zero è mostrato nella figura 77 dalla curva segnata 180°. La variazione della resistenza di radiazione con la spaziatura è mostrata nella figura 78 dalla curva segnata 180. Le spaziature più piccole debbono essere evitate a causa della bassa resistenza di radiazione cui danno luogo.

Il riflettore piano è talvolta impiegato insieme con le cortine ad irradiazione laterale, nella gamma *UHF*. La distanza fra la cortina e il riflettore può essere di un numero pari di quarti di lunghezza d'onda o può essere minore di un quarto di lunghezza d'onda. Nell'ultimo caso la spaziatura non è affatto critica, ma la resistenza di irradiazione è abbassata notevolmente dalla presenza del riflettore e la direttività non sarà del valore ottenibile con spaziature maggiori, come ad esempio: 3/4 o 5/4 di λ.

c) *Antenne con riflettore ad angolo diedro.*

Il riflettore a diedro consiste di due piani conduttori che si incontrano formando un certo angolo. Un'antenna con riflettore a diedro è disegnata in figura 76. Quando l'angolo del diedro è di $180/n$, dove n è un numero intero, l'effetto del riflettore può essere ricavato con il metodo delle immagini.

L'effetto principale del riflettore a diedro è quello di concentrare la radiazione nella direzione della bisettrice dell'angolo formato dai due piani, con la massima concentrazione nel piano orizzontale (se il dipolo è verticale) ma con limitata direttività nel piano verticale.

Per ottenere i migliori risultati vi è una distanza S ottima tra l'antenna e lo spigolo del diedro; se tale distanza è troppo grande, il diagramma direzionale esibisce dei lobi secondari pronunciati, il guadagno diminuisce ed il complesso diviene ingombrante. D'altra parte diminuendo la distanza S, la resistenza di radiazione si abbassa e le resistenze di perdite assorbono una elevata frazione dell'energia in gioco. La relazione tra la distanza S ed il guadagno è indicata nella figura 77 per vari angoli di diedro. La resistenza di radiazione è indicata in figura 78.

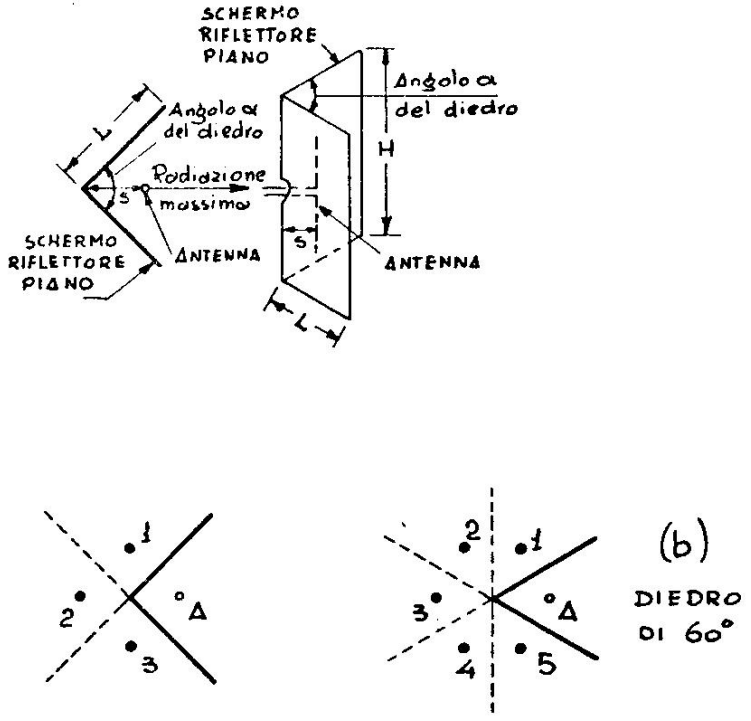


FIG. 76 – *Riflettore ad angolo diedro in sezione e in prospettiva sistema delle immagini. « A » rappresenta l'antenna eccitata ed i numeri le immagini. L'antenna « A » e l'insieme delle immagini (in assenza di riflettore) produrrebbero lo stesso campo nella direzione della bocca del riflettore.*

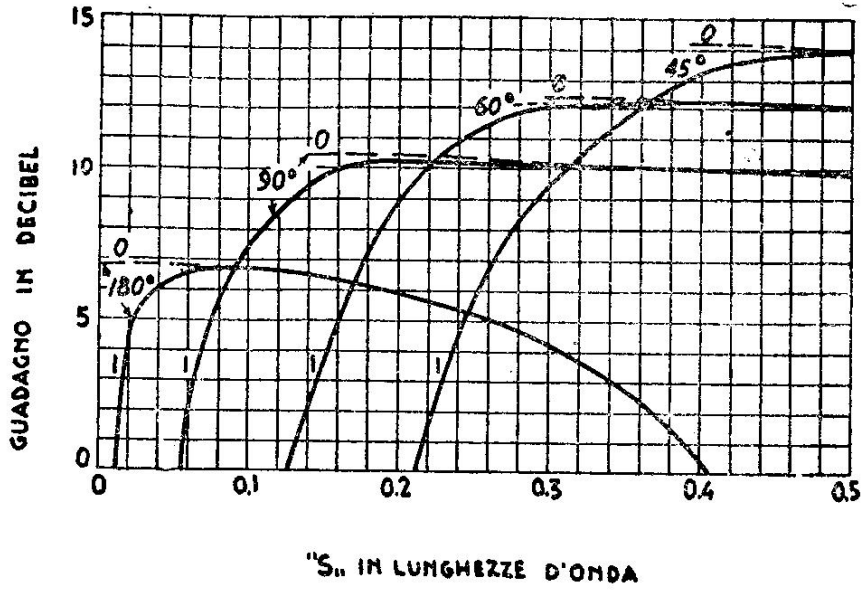


FIG. 77 – *Guadagno di potenza di antenne a diedro relativo ad un dipolo isolato in mezza onda per diversi valori dell'angolo α. Le curve segnate con « O » sono per resistenze di perdita nulle. Quelle segnate « 1 » sono per resistenze di perdita dell'antenna eccitata, di 1 ohm.*

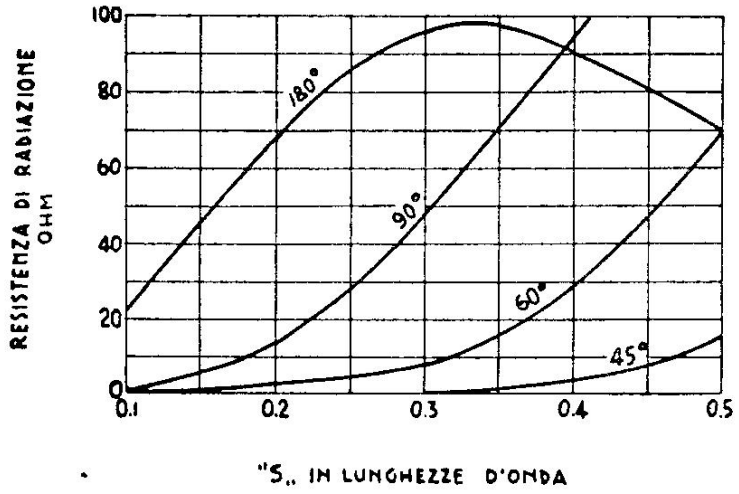


FIG. 78 – *Resistenza di radiazione di una antenna in mezza onda eccitatrice di un riflettore a diedro in funzione della distanza « S » per diversi valori dell'angolo a.*

Si noti come un guadagno dell'ordine di 10÷13 *db* (10÷20 volte) rispetto al dipolo in mezza onda, può essere facilmente ottenuto con un complesso relativamente semplice e compatto avente una ragionevole resistenza di radiazione.

Allo scopo di realizzare le possibilità teoriche, il riflettore a diedro deve avere un'altezza H superiore alla lunghezza dell'antenna della dimensione S.

Il lato L del piano deve essere possibilmente di almeno 3 o 4 volte S.

Il diedro riflettore può essere sostituito da una struttura a griglia formata da fili paralleli orientati secondo i piani del diedro. Per un funzionamento del tutto equivalente al diedro con piani continui, la spaziatura tra i fili deve essere una frazione relativamente piccola di S. La lunghezza dei fili riflettori non è critica al disopra di un certo valore minimo (oltre il quale si comportano praticamente come conduttori di lunghezza infinita). Questa disposizione ha il vantaggio di avere una bassa resistenza al vento e di essere più leggera del riflettore solido.

d) *Antenne con riflettori parabolici.*

Una parabola può essere usata per concentrare la radiazione di una antenna posta nel suo fuoco e per ottenere un fascio in modo analogo a quello che si ottiene con i riflettori usati in ottica.

L'azione della parabola è quella di convertire un'onda sferica generata nel suo fuoco, in un'onda piana alla bocca della parabola (fig. 79).

Nell'antenna parabolica la parte di radiazione diretta verso lo esterno della parabola, ha una fronte d'onda divergente ed è in massima parte perduto oltre a determinare un allargamento del fascio che può provocare interferenze.

Questa radiazione diretta può essere eliminata eccitando la parabola con un'antenna direzionale in modo che la radiazione sia tutta

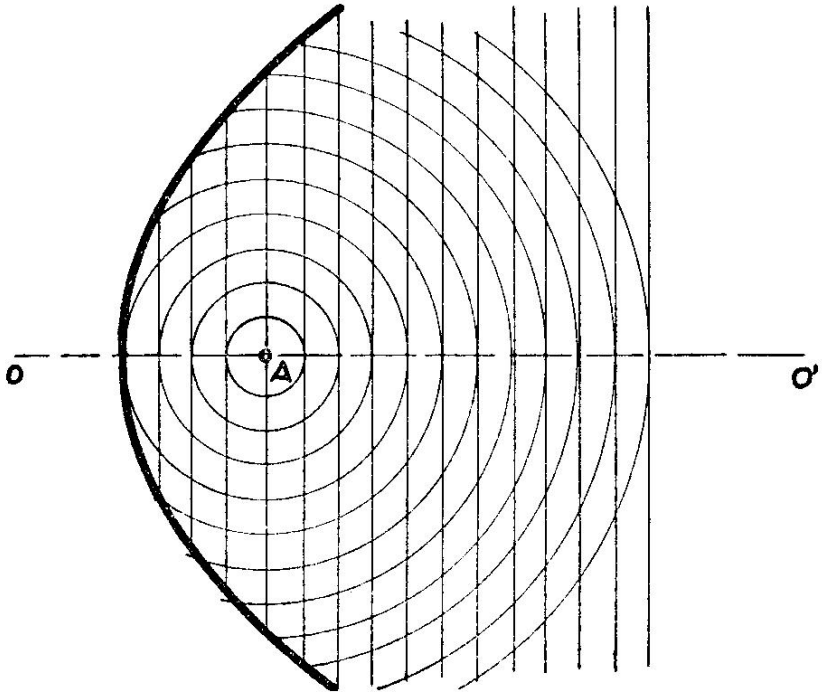


FIG. 79 – *Azione della parabola.*

convogliata verso la superficie parabolica. Un sistema è quello di circondare l'antenna con uno schermo semisferico come è tratteggiato in figura 80. L'onda diretta verso tale schermo è riflessa indietro in fase opportuna in modo che si sommi all'onda che lasciando l'antenna colpisce direttamente la superficie parabolica. Il raggio dello schermo deve essere un multiplo esatto di mezza lunghezza d'onda. Lo schermo non deve essere troppo piccolo altrimenti si hanno fenomeni di mutuo accoppiamento tra l'antenna e lo schermo che generano deformazioni, nè deve essere troppo grande perchè altrimenti intercetta un'apprezzabile porzione del lobo principale riflesso dalla parabola.

Il riflettore parabolico può essere un paraboloide di rotazione.

Il diagramma di radiazione di tale riflettore è caratterizzato da un acuto lobo principale diretto lungo l'asse di rivoluzione e circondato da una successione di lobi minori di intensità relativamente piccola e rapidamente decrescente.

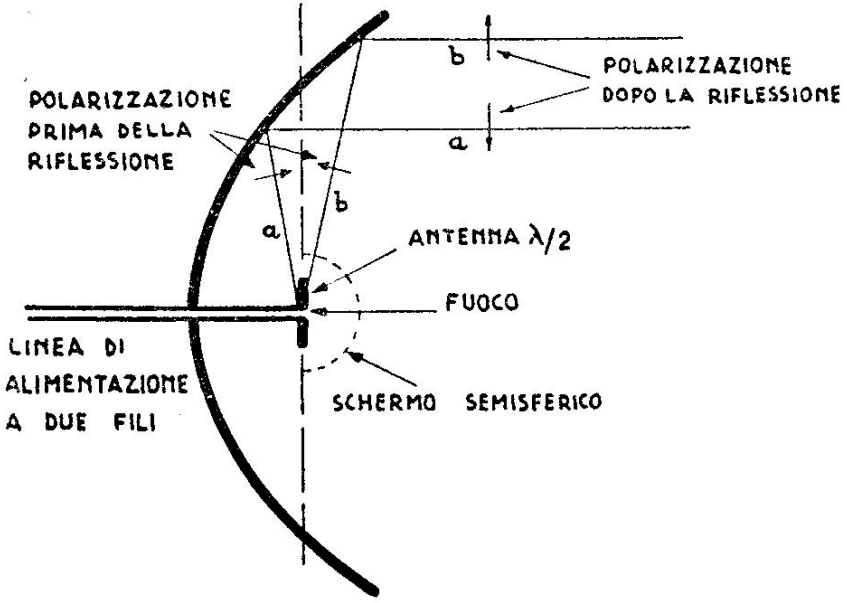


FIG. 80 - *Eccitazione di un riflettore parabolico.*

In pratica il lobo principale non ha sezione circolare perchè la sorgente dell'onda eccitatrice è in qualche modo direttiva. Per esempio quando l'antenna è in semionda verticale ed è posta nel fuoco, la radiazione non è uniforme nel piano verticale come lo è nel piano orizzontale. Di conseguenza la parabola agisce come se essa avesse un diametro di bocca, nella direzione verticale minore di quello reale.

Il fascio ha perciò sezione ellittica con rapporto tra gli assi variabile a seconda del tipo di radiatore usato.

Una parabola con un dato diametro di bocca può essere progettata per una distanza focale più o meno grande come indicato dalla figura 81. La distanza focale ottima per ogni caso particolare è ottenuta dopo aver considerato vari fattori. In primo luogo più è piccola la distanza focale e minore sarà la frazione della radiazione totale che non è intercettata dalla superficie parabolica (cioè minore energia è perduta per radiazione diretta).

Tuttavia ad una distanza focale così piccola che il fuoco risulta interno alla bocca (fig. 81 a) il campo riflesso da ciascuna parte della parabola viene ad essere fuori fase con i contributi delle altre parti. Per esempio, quando l'eccitazione è ottenuta come in figura 80 con antenna verticale, i raggi segnati con *a* e con *b* avranno fase opposta dopo la riflessione sulla parabola e tenderanno ad elidersi.

Nel caso di eccitazione con antenna verticale, il fuoco è preferibile sia posto approssimativamente nel piano della bocca della parabola come in figura (81) b, corrispondente ad una distanza focale uguale alla metà del raggio della bocca.

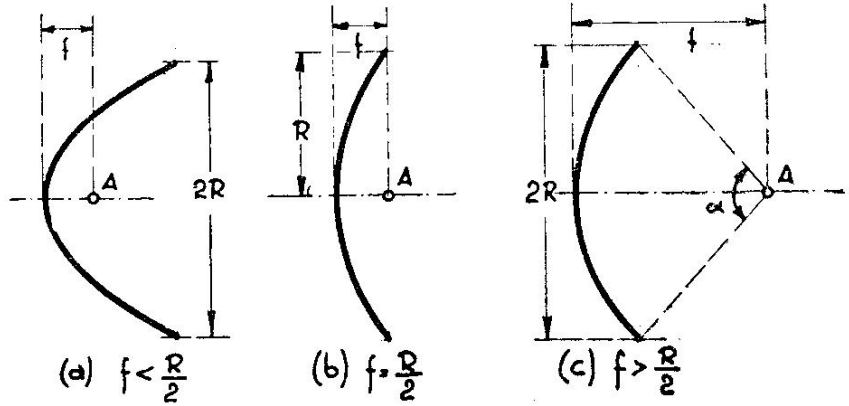


FIG. 81 - *Distanza focale di riflettori parabolici*

Quando l'antenna A è direttiva in modo da concentrare lungo l'asse un fascio di leggera acutezza, è preferibile che il fuoco sia posto fuori della parabola come in figura 81 (c).

In questo caso è preferibile che l'angolo α sia pressocchè uguale all'angolo tra i nulli del fascio emesso dal sistema parabolico.

Il guadagno di potenza di un paraboloide di rotazione eccitato da un dipolo corto è:

$$G = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2fR^2}{4f^2 + R^2} \qquad [65]$$

dove f è la distanza focale.

Questo guadagno è massimo quando la distanza focale è metà del raggio della bocca ed è allora dato da:

$$G_{max} = \left(\pi \frac{R}{\lambda} \right)^2 \qquad [66]$$

Nel caso che si ponga uno schermo sferico o altro riflettore per evitare le perdite della radiazione diretta, il guadagno può divenire doppio di quello dato dalla [66].

Il riflettore parabolico può essere anche un paraboloide cilindrico.

447. Antenna a V orizzontale risonante (HF - VHF).

a) *Principio di funzionamento.*

Nel paragrafo 440 sono stati indicati i diagrammi di irradiazione delle antenne risonanti su armoniche.

Poichè risulta che i lobi di irradiazione sono tanto più ampi è formano angoli tanto più piccoli con il conduttore, quanto più è lunga l'antenna, combinando opportunamente più conduttori risonanti su armoniche possono essere ottenuti diagrammi di forte direttività.

Una delle disposizioni più pratiche è quella della V orizzontale, la quale ha il solo inconveniente di richiedere un ampio spazio per la sua installazione quando è usata per frequenze della gamma HF.

Due conduttori orizzontali, combinati in modo da formare una V secondo un angolo tale da determinare il rinforzamento dei lobi principali lungo la bisettrice della V, costituiscono un'antenna direttiva molto efficace. Se i due lati della V sono eccitati in opposizione di fase, connettendo la linea di alimentazione a due fili al vertice della V, i lobi si sommano lungo la bisettrice e tendono a cancellarsi nelle altre direzioni, come mostrato dalla figura 82.

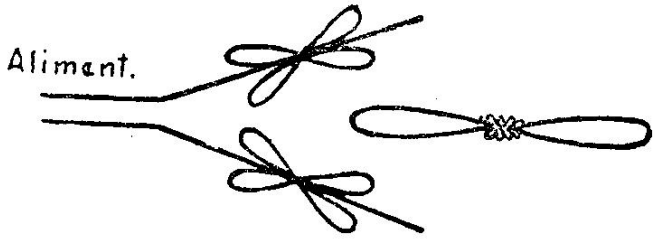


FIG. 82 - *Funzionamento dell'antenna a V.*

L'antenna a V è essenzialmente un sistema bidirezionale, ed il guadagno dipende dalla lunghezza (in lunghezze d'onda) dei conduttori. La V è un'antenna di semplice costruzione e funzionamento, purchè sia disponibile lo spazio necessario; con feeders accordati può funzionare soddisfacentemente su una larga banda di frequenza, benchè vi sia una sola frequenza ottima. Peraltro essa fornisce un considerevole guadagno sopra una larga gamma di frequenze, aumentando il guadagno al crescere della frequenza. Più è lunga la V e minore sarà lo scostamento dell'angolo ottimo al variare della frequenza.

b) *Progetto dell'antenna a V.*

Il grafico di figura 83 fornisce le dimensioni che dovrebbero essere adottate per ottenere il guadagno di potenza massimo da un fascio a V. L'angolo A di elevazione dell'onda è l'angolo verticale di radiazione massima per un'altezza di mezza lunghezza d'onda, e quest'angolo diviene minore per qualunque lunghezza data con l'aumentare dell'altezza da terra. Inclinando il piano orizzontale del complesso della V tenderà ad aumentare la radiazione a basso angolo dalla parte dell'estremità bassa e a diminuire dalla parte dell'estremità alta. Se il terreno è in pendenza, l'antenna dovrebbe essere resa parallela al terreno e probabilmente con l'estremità aperta della V dalla parte verso cui il terreno discende.

Il guadagno del fascio a V può essere accresciuto mettendo due antenne, una sopra l'altra, distanziandole di mezza lunghezza d'onda e alimentandole in modo che i rami di un lato siano in fase fra di loro ed in opposizione di fase con i rami dell'altro lato. Ciò abbasserà fortemente l'angolo di radiazione.

La V di base dovrebbe stare ad almeno un quarto di lunghezza d'onda dal terreno, preferibilmente mezza lunghezza di onda.

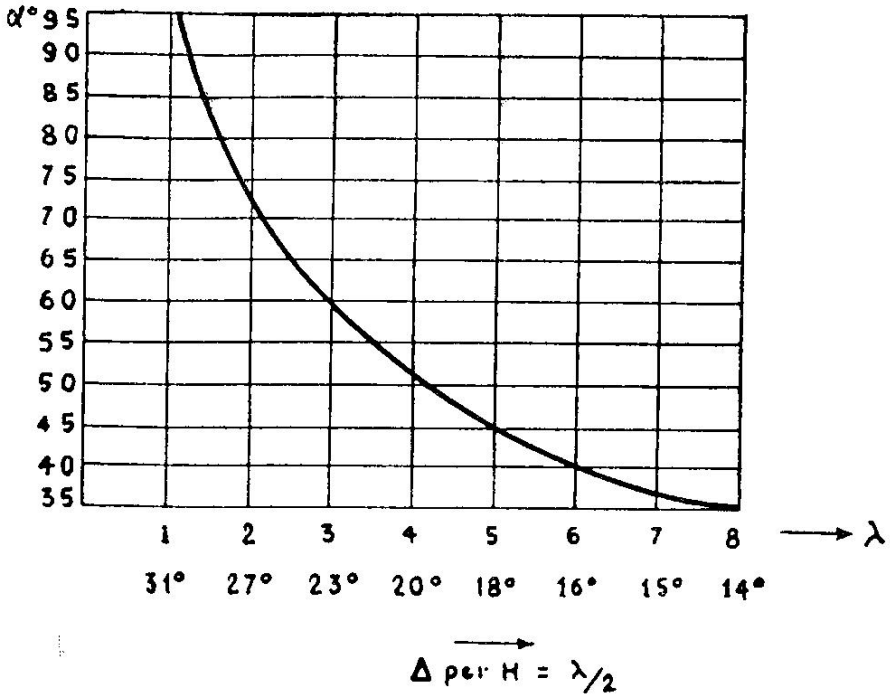


FIG. 83 – *Grafico per il progetto della V orizzontale.*

Due fasci a V possono essere disposti in modo da formare una W (due V accostate) per ottenere un guadagno più grande. Essi sono usati in molte stazioni commerciali ad onda corta.

Il fascio a V può essere reso unidirezionale usando un riflettore posto dietro l'antenna ad una distanza di almeno un quarto di lunghezza d'onda. Un sistema migliore si realizza usando un'altra V posta dietro alla prima alla distanza di un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda ed eccitando le due V con una differenza di fase di 90°. Il sistema sarà unidirezionale nella direzione dell'antenna avente la corrente in ritardo (per separazione di un quarto d'onda). Tuttavia ciò limita l'impiego dell'antenna ai casi in cui si debba funzionare entro una stretta gamma di frequenza.

c) *Alimentazione della V.*

Il fascio a V è alimentato nel modo più conveniente mediante feeders accordati, poichè essi permettono il funzionamento multibanda. Se è usata una linea disaccordata, la sezione di adattamento in quarto di onda è conveniente poichè essa consente di accordare l'intero sistema prima di connettere i feeders regolando semplicemente la barra di corto circuito sulla sezione di adattamento. La lunghezza dei conduttori in un fascio a V non è del tutto critica, ma è importante che entrambi i fili abbiano la medesima lunghezza elettrica. Il bilanciamento delle correnti nel feeder (in una linea accordata) fornisce un'indicazione sufficiente del bilanciamento delle lunghezze dell'antenna.

448. Antenne rombiche (HF - VHF).

a) *Generalità.*

Le antenne rombiche, e quelle semirombiche di cui al paragrafo 449 seguente, sono sistemi molto direttivi ottenuti dalla combinazione di antenne non risonanti del tipo descritto al paragrafo 419. La figura 84 mostra quali sono i diagrammi di radiazione di una generica antenna non risonante, in presenza del terreno di una generica antenna non risonante, in presenza del terreno, nel piano verticale ed in quello orizzontale. L'inclinazione del lobo principale del diagramma è dovuta al terreno e cioè alla sua riflessione. L'angolo θ diminuisce mentre l'ampiezza massima dei lobi aumenta, man mano che la lunghezza del filo aumenta rispetto alla lunghezza d'onda. L'angolo di elevazione Δ dipende invece dall'altezza del filo dal terreno.

Questo tipo di antenna presenta il vantaggio di essere aperiodica e cioè di funzionare su una vasta gamma di frequenza. Naturalmente al variare del numero di lunghezze d'onda comprese nella lunghezza del filo, variano le caratteristiche di irradiazione (gli angoli θ e Δ e l'ampiezza dei lobi) ma il tipo di funzionamento e le altre caratteristiche elettriche restano pressocchè invariate.

La semplice antenna non risonante ora descritta non trova applicazioni in trasmissione mentre può essere usata con successo in ricezione.

Le antenne rombiche nascono dalla combinazione di quattro fili non risonanti disposti in modo da sommare i loro effetti radiativi.

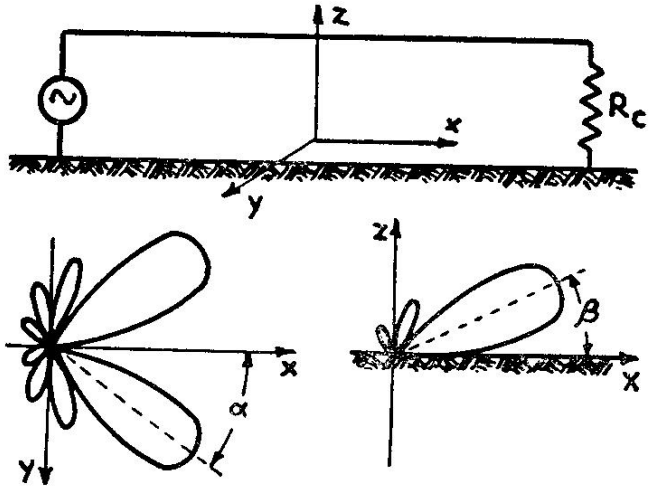


FIG. 84 – *Diagrammi di irradiazione di un'antenna non risonante, sul terreno.*

b) *Rombica orizzontale (VHF – HF).*

Nella figura 85 è mostrato come possono essere disposti quattro fili non risonanti per ottenere una irradiazione concentrata lungo la diagonale maggiore.

Considerazioni sulle fasi delle correnti che scorrono nei quattro lati, sulla differenza di percorso che ha il campo dovuto ai due fili posteriori rispetto ai due anteriori, sulla velocità di propagazione della corrente lungo i quattro fili, e sul variare dell'angolo θ con la lunghezza del filo, portano a stabilire le seguenti due regole fondamentali da seguire per il dimensionamento di una rombica orizzontale:

1) la lunghezza del tratto di conduttore fra i due punti di mezzo dei lati 1 e 2 e dei lati 3 e 4, deve essere di mezza lunghezza d'onda superiore alla distanza d in linea retta tra i due stessi punti di mezzo;

2) la metà dell'angolo 2τ formato dai lati 1 e 2 e dai lati 3 e 4 deve essere pari a $90°-\theta$.

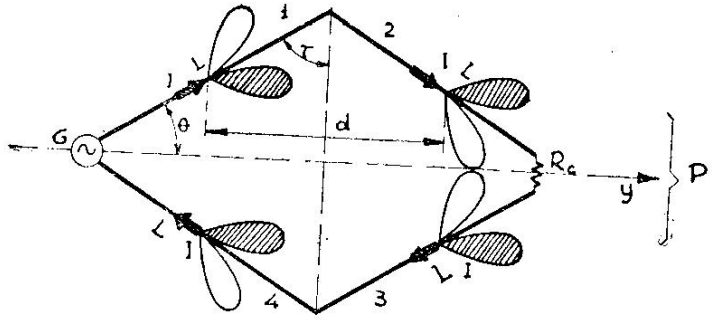


FIG. 85 – *Disposizione a rombo.*

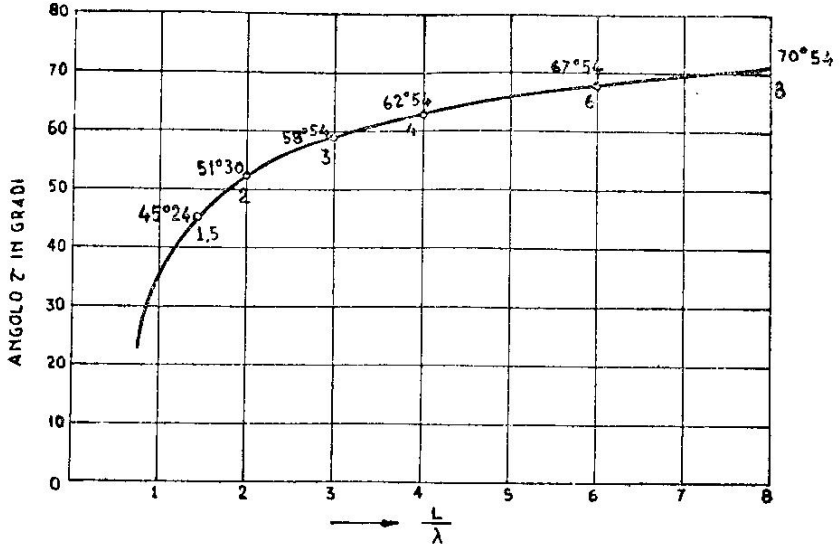


FIG. 86 – *Angolo τ in funzione della lunghezza di lato.*

Nel diagramma di figura 86 è indicata la curva di variazione dell'angolo τ rispetto alla lunghezza di lato.

Il diagramma solido di irradiazione di una rombica orizzontale è sostanzialmente diverso da quello di figura 84. Infatti ha la forma di un fuso poichè, in direzioni diverse da quella del massimo campo, la composizione dei campi avviene in modo tale che le relazioni di fase forniscono intensità rapidamente decrescenti via via che aumenta l'angolo tra la direzione di massimo e quella considerata. Il diagramma solido ha sezioni trasversali pressocchè circolari. I lobi secondati dipendono dalla lunghezza di lato e dall'angolo τ e, salvo casi particolari non hanno molta importanza.

Nella rombica orizzontale il prodotto di ciascun valore dell'intensità di campo, fornito dal diagramma di irradiazione nel vuoto, per il fattore di riflessione introdotto dalla presenza del terreno, determina una inclinazione sull'orizzontale del massimo del lobo principale. Tale inclinazione è detta angolo dell'onda ed è indicata con Δ; essa rappresenta un importantissimo dato di progetto in vista della opportunità di « puntare » il lobo principale verso la ionosfera sotto l'angolo più appropriato per la riflessione dell'onda in direzione del punto di ricezione.

Nella Tabella 3 sono indicati alcuni angoli d'onda tipici richiesti per ottenere la trasmissione in onda riflessa a varie distanze.

TABELLA 3.

Distanze in km	Angolo Δ		
	Strato E	Stato F 1 riflessione	Strato F 2 riflessioni
300	33°	—	—
400	25°	—	—
800	13°	—	—
1200	7°	24°	—
1600	4°	17°	—
2400	—	9°	25°
3200	—	4°	17°
4000	—	—	12°

La rombica orizzontale non fornisce facilmente elevati angoli di onda, anzi il Δ varia con andamento inverso al variare del guadagno. Ne consegue che tale antenna è spiccatamente adatta per collegamenti *HF* a grande e grandissima distanza dove infatti l'angolo d'onda risulta piuttosto basso e il guadagno occorrente è in genere elevato.

L'angolo Δ varia in funzione dell'altezza h tra il terreno ed il piano dell'antenna, secondo la curva di figura 87 e non è molto influenzato dal tipo di terreno.

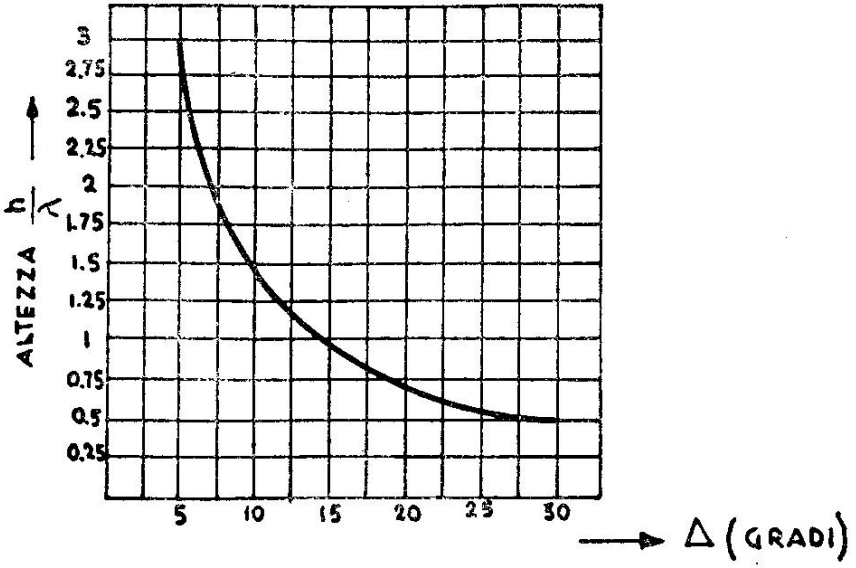


FIG. 87 - *Angolo d'onda in funzione dell'altezza.*

Da notare che se il terreno è inclinato uniformemente rispetto all'orizzontale e se tale inclinazione si mantiene pressochè costante per molte lunghezze d'onda intorno all'antenna, l'angolo d'onda rispetto all'orizzontale sarà la somma o la differenza tra l'angolo indicato in figura e l'angolo d'inclinazione del terreno a seconda che questo ultimo è di segno uguale ed opposto rispettivamente (*vedi* fig. 88).

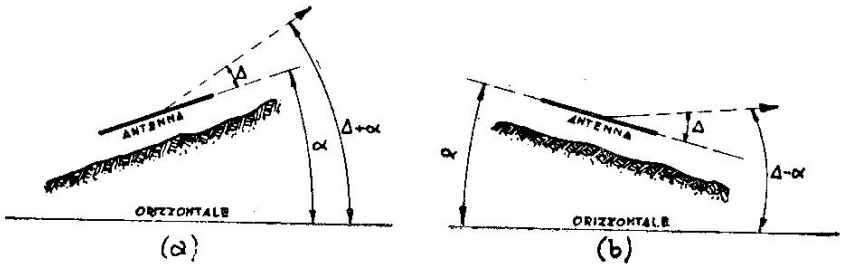


FIG. 88 - *Angolo d'onda reale in presenza di terreno inclinato.*

Da quanto sopra si deduce che per ogni valore dell'angolo d'onda una rombica orizzontale fornisce il massimo guadagno quando le sue dimensioni e la sua altezza dal terreno hanno valori ben definiti e tra loro indipendenti.

Poichè nelle applicazioni militari e talvolta anche nel campo civile, le dimensioni sono spesso soggette a limitazioni ambientali, possono essere seguite tre procedure di progetto da utilizzare ciascuna per ogni particolare situazione.

La prima è quella che fornisce *il massimo campo per un determinato angolo d'onda* (progetto per l'uscita massima); la seconda è quella che fornisce *il più perfetto allineamento dei lobi principali lungo la direzione inclinata* Δ; la terza è detta di compromesso e prevede il massimo allineamento dei lobi all'angolo Δ quando si hanno condizioni limitative dell'altezza h, o della lunghezza L, o di ambedue tali dimensioni.

Nella seguente Tabella 5 sono riunite le formule da usare caso per caso. Le prime due procedure differiscono di poco e forniscono risultati poco diversi nel guadagno ($1 \div 2$ *db* in meno per il secondo progetto) mentre l'ampiezza del fascio nel piano verticale che si ottiene nel secondo caso è minore; ciò può essere utile per particolari scopi e specialmente per antenne riceventi.

Il progetto di compromesso fornisce evidentemente guadagni sensibilmente minori del massimo possibile.

I risultati dell'applicazione delle formule [67], [68] e [69] per il progetto che fornisce l'uscita massima, sono riuniti nella Tabella 5 seguente per alcuni valori di Δ.

Sono omessi angoli Δ inferiori al 10° ai quali le dimensioni diventano proibitive.

Il guadagno indicato è in *db* rispetto al $\lambda/2$ e tiene conto della potenza perduta nella resistenza di terminazione.

TABELLA 4

Tipo di antenna rombica	Formule di progetto
Uscita massima all'angolo	$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4 \operatorname{sen} \Delta}$ [67]; $\tau = 90 - \Delta$ [68]; $\frac{L}{\lambda} = \frac{0,5}{\operatorname{sen}^2 \Delta}$ [69]
Allineamento dei lobi all'angolo Δ	$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4 \operatorname{sen} \Delta}$ [67]; $\tau = 90 - \Delta$ [68]; $\frac{L}{\lambda} = \frac{0,371}{\operatorname{sen}^2 \Delta}$ [70]
Progetto di compromesso per altezza h' ridotta e per allineamento dei lobi all'angolo Δ	$\frac{L}{\lambda} = \frac{tg\left[\left(\frac{\pi L'}{\lambda}\right) \operatorname{sen}^2 \Delta\right]}{\operatorname{sen} \Delta} \times \times \left[\frac{1}{2\pi \operatorname{sen} \Delta} - \frac{h'}{\lambda\, tg\left(2\pi \frac{h'}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)}\right]$ [71]; $\tau = 90 - \Delta$ [68]
Progetto di compromesso per lunghezza di lato L' ridotta e per allineamento dei lobi all'angolo Δ	$\frac{h}{\lambda} = \frac{1}{4 \operatorname{sen} \Delta}$ [67]; $\tau = \text{arc sen}\left(\frac{\frac{L'}{\lambda} - 0,371}{\frac{L'}{\lambda} \cos \Delta}\right)$ [72]
Progetto di compromesso per altezza h' e lunghezza L' ridotta e per allineamento dei lobi all'angolo Δ	Risolvere la equazione seguente rispetto a τ: $\frac{h'}{\lambda} \frac{1}{\operatorname{sen} \tau\, tg\Delta\, tg\left(\frac{2\pi L'}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)} = \frac{1}{4\pi\varphi} = \frac{L'}{\lambda} \cdot \frac{1}{tg\left(\varphi \frac{2\pi L'}{\lambda}\right)}$ [73]; dove $\varphi = \frac{1 - \operatorname{sen} \tau \cos \Delta}{2}$

TABELLA 5

Angolo d'onda Δ in gradi	Angolo τ in gradi	Lunghezza L ottima in lunghezze d'onda	Alt. ottima h in lungh. d'onda	Guad. teorico in *db* rispetto al dipolo $\lambda/2$ orizzontale
10	80	17	1,41	16
14	76	8,5	1,04	13,8
18	72	5,3	0,81	11,8
22	68	3,7	0,67	10,1
26	64	2,7	0,37	8,8
30	60	2	0,50	7,3

Oltre i 30° d'angolo d'onda la rombica non fornisce più guadagni convenienti rispetto a quelli di altri tipi di antenne più semplici.

Per il progetto di compromesso con L ridotta diamo nella Tabella 5 *bis*, a titolo di esempio, alcuni risultati dell'applicazione delle formule [67] e [72] per lunghezze di 2,3 e $4/\lambda$. Come si vede varia soltanto l'angolo τ rispetto ai dati della precedente tabella.

TABELLA 5 *bis*

Angolo Δ in gradi	Alt. h in lungh. d'onda	Progetto di compromesso per L ridotta		
		$L = 2/\lambda$ Angolo τ in gradi	$L = 3/\lambda$ Angolo τ in gradi	$L = 4/\lambda$ Angolo τ in gradi
5	3	52	59	63,5
10	1,45	52,5	60	64,5
15	1	54	62	66,5
20	0,75	55	63,5	68,5
25	0,60	57,5	65	—
30	0,50	60	—	—

Dove l'angolo τ non è indicato nella precedente tabella, il progetto di compromesso non è necessario ed è applicabile il progetto per l'uscita massima.

In pratica si risale dal valore di τ e di L alla lunghezza delle due diagonali del rombo per eseguire il piazzamento dei pali di sostegno, i quali è preferibile non siano metallici. Il diagramma di irradiazione di una rombica orizzontale si presenta come quelli di figura 89 che mostra le sezioni ottenute sul piano inclinato Δ e nel piano verticale per $L = 2/\lambda,\ 3/\lambda,\ 4/\lambda$.

La resistenza di terminazione della rombica deve avere un valore compreso tra 600 ed 800 ohm e deve dissipare da 1/3 al 1/2 della potenza del trasmettitore che alimenta l'antenna. Il suo valore non è critico in quanto non lo è quello dell'impedenza caratteristica del sistema.

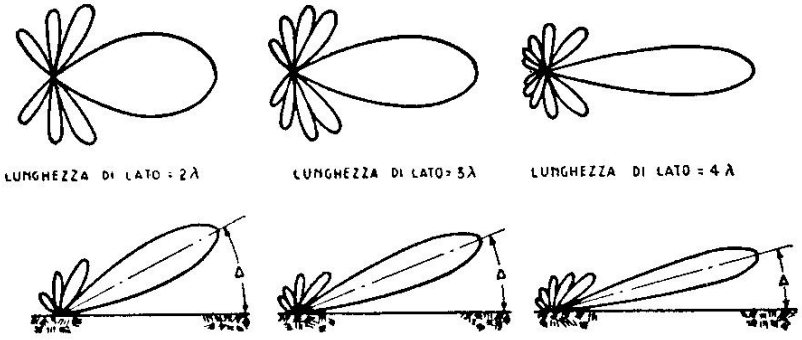


FIG. 89 - *Diagrammi di irradiazione di antenne rombiche.*

Quando la potenza del trasmettitore supera il valore di qualche kW non sono disponibili resistenze antinduttive (a carbone) per la dissipazione occorrente.

In tal caso si può far uso convenientemente di una linea di dissipazione costruita per esempio con conduttori di acciaio o di ferro; avente la impedenza caratteristica del valore richiesto ed estendentesi sotto l'antenna a qualche diecina di centimetri dal terreno.

Le antenne rombiche hanno il notevole vantaggio di poter lavorare entro una gamma di frequenza piuttosto ampia senza variare le dimensioni e senza che le caratteristiche essenziali, guadagno, angoli d'onda, impedenza d'ingresso, varino eccessivamente. Un rapporto fra le frequenze esterne di 1 a 2 è facilmente consentito. Si può arrivare anche

ad un rapporto 3 se è ammissibile una certa riduzione dell'efficienza totale alle frequenze estreme della gamma.

Quando una stessa antenna deve lavorare su di una larga banda di frequenze, è conveniente fare in modo che l'impedenza caratteristica non subisca forti variazioni al variare della frequenza per evitare perdite per disaccoppiamento e per riflessione della terminazione. Si ottiene un più uniforme valore di impedenza caratteristica entro una vasta gamma di frequenze costruendo i lati della rombica con più di un conduttore, riuniti agli estremi di alimentazione e di terminazione e distanziati agli spigoli laterali come in figura 90.

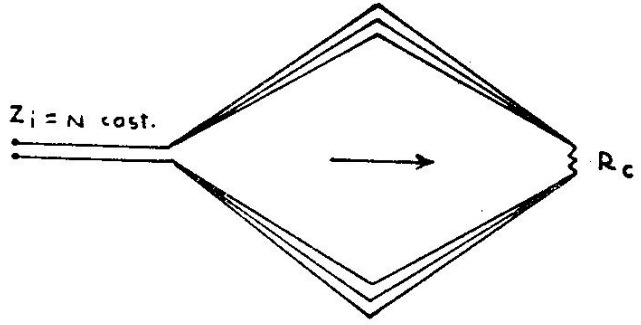


FIG. 90.

TABELLA 6

Tipo	Portata in km	L metri	τ gradi	h metri	W metri	X metri	Y metri
A	4800 ÷	123	70	21	84 –	115,5	X + 0,75
B	3200 ÷ 4800	115	70	19,5	80,6	107,8	» + »
C	2400 ÷ 3200	103	70	18,7	72,4	97,3	» + »
D	1600 ÷ 2400	95	67,5	18	73,7	88,2	» + »
E	1000 ÷ 1600	88	65	17,4	76,2	80,5	» + »
F	650 ÷ 1000	80	62,5	16,7	75,6	71,9	» + »
G	320 ÷ 650	74	60	16,4	76 –	64,2	» + »

Presso l'Esercito americano sono stati stabiliti sette tipi standard di antenne rombiche, designate con lettere da A a G, ognuna delle quali può essere usata per varie portate in collegamenti in onda ionosferica a grandi e grandissime distanze, con i trasmettitori di maggior potenza in dotazione.

Le dimensioni e la gamma di portata di ciascun tipo sono riepilogate nella Tabella 6 e il relativo criterio costruttivo è indicato nella figura 91.

Per quanto riguarda il guadagno di ciascuna di tali antenne standard alle varie frequenze ed ai vari angoli d'onda, si rimanda alla pubblicazione TM–11–499 nella quale i grafici del guadagno permettono di scegliere il tipo di antenna più adatto al collegamento da realizzare.

c) *Rombica verticale (VHF).*

L'antenna rombica può essere usata anche con il piano che la contiene disposto verticalmente. È evidente che tale disposizione non è

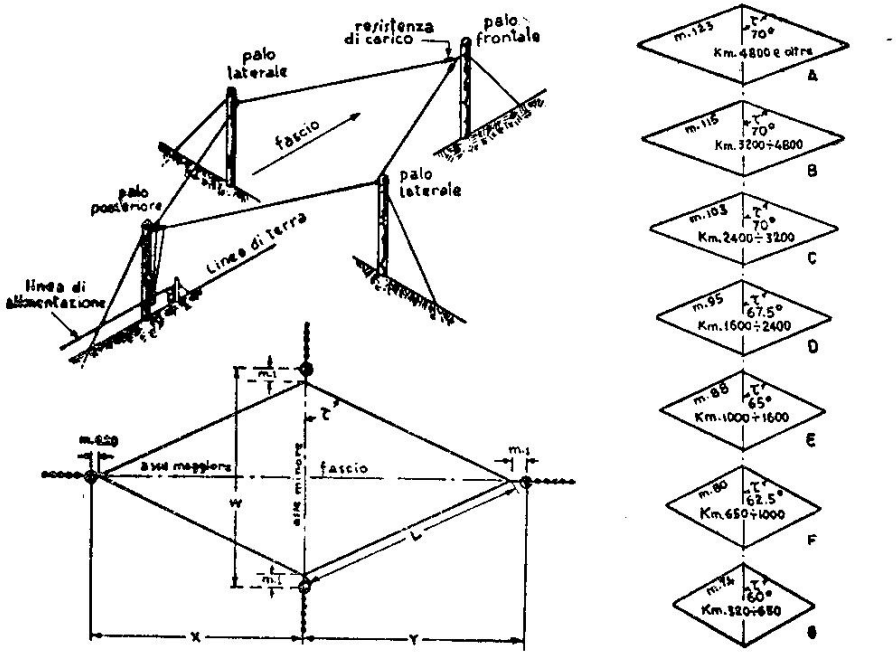


FIG. 91 – *Antenne rombiche standard U.S.A.*

attuabile alle frequenze *HF* data la limitazione imposta dalla forte altezza dei sostegni ed in particolare di quello centrale. La rombica verticale può essere invece usata alle frequenze *VHF* nei casi in cui è preferibile avere polarizzazione verticale. In tal caso i dati di progetto non variano e non occorre tener conto dell'angolo di elevazione in quanto alle frequenze *VHF* non si ha propagazione ionosferica (*vedi* Sezione III). In genere si eleva l'antenna di quel tanto che basti a consentire il passaggio sotto di essa e ad evitare che la parte inferiore sia influenzata dal terreno o da oggetti nelle sue vicinanze. Per la sua maggiore complicazione costruttiva la rombica verticale è poco usata.

d) *Alimentazione delle rombiche.*

L'ingresso di una rombica completa è bilanciato. Cioè i due punti di attacco dell'alimentazione presentano verso massa identiche caratteristiche elettriche. Ciò è dovuto alla simmetria geometrica dell'antenna. Pertanto anche la linea di alimentazione dovrà essere del tipo bilanciato.

Con un perfetto adattamento delle impedenze (considerate puramente resistive) si otterrà come è noto il massimo trasferimento di energia dal trasmettitore all'antenna.

Pertanto le condizioni ideali sono che l'uscita del trasmettitore, la linea, l'antenna e la resistenza di terminazione, abbiano lo stesso valore di impedenza e cioè $600 \div 800$ ohm, e che tali impedenze siano bilanciate.

La linea può essere del tipo bifilare. Conduttori di linea di rame del diametro di 3 mm., spaziati di 500 mm. forniscono ad esempio un'impedenza caratteristica di circa 700 ohm.

Le cose si complicano alquanto se il trasmettitore non ha il giusto valore di impedenza. In proposito si può dire che se il trasmettitore ha un'uscita ad alta impedenza e cioè superiore ai $500 \div 600$ ohm, le perdite per disaccoppiamento non raggiungono valori tali da compromettere l'efficienza del sistema linea–antenna. Se invece il trasmettitore ha un'uscita a bassa impedenza. occorre eseguire l'adattamento. Ora i dispositivi di adattamento sono in genere soggetti alla limitazione che il loro corretto funzionamento è ottenibile entro una limitata banda di frequenza. Con ciò verrebbe ad essere frustrato uno dei più utili vantaggi delle rombiche; la loro ampia gamma di funzionamento.

Comunque l'adattamento di impedenza può essere fatto agevolmente con una sezione di linea lunga $\lambda/4$ che agisce come trasformatore di impedenza. Per es., avendo un trasmettitore la cui uscita è per normale cavo coassiale è cioè di circa 70 ohm sbilanciati occorre interporre tra cavo coassiale e antenna un dispositivo di bilanciamento ed una sezione $\lambda/4$ che abbia una impedenza caratteristica di:

$$Z_0 = \sqrt{70 \times 700} = \sqrt{49.000} = 222 \text{ ohm.}$$

449. Antenna semirombica.

La disposizione di figura 92 è usata generalmente per irradiare onde polarizzate verticalmente in collegamenti per onda terrestre.

Si deve perciò ottenere la massima irradiazione lungo l'orizzontale. Se l'antenna è formata di due lati eguali egualmente inclinati su terreno orizzontale e disposti sullo stesso piano verticale, si raggiunge automaticamente tale condizione con un opportuno dimensionamento.

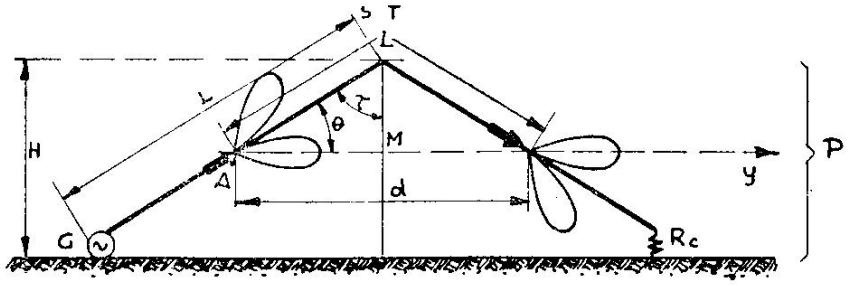


FIG. 92 – *Semirombica verticale.*

I dati che interessano il progetto pratico della semirombica sono: lunghezza di lato *L*; guadagno; distanza tra gli estremi *C*; altezza dell'apice *H*; resistenza di terminazione; impedenza di ingresso.

Poichè il terreno non è mai perfettamente conduttore è sempre conveniente riunire la massa del trasmettitore con la estremità inferiore della resistenza di terminazione a mezzo di un conduttore, che funzionerà da contrappeso, lungo quanto la distanza fra gli estremi.

La lunghezza di lato determina il guadagno ottenibile. Anche gli altri dati sono una conseguenza di tale lunghezza. La resistenza di terminazione non è affatto critica ed il suo valore, per qualunque dimensionamento dell'antenna, può essere di $400 \div 500$ ohm.

Uguale valore avrà l'impedenza di ingresso la quale, come è evidente, risulterà sbilanciata.

La dimensione più limitativa è l'altezza dell'apice della *V* che essendo funzione della lunghezza dei lati e cioè della frequenza e del guadagno richiesto, diviene proibitiva alle frequenze più basse della *HF* ed ai guadagni più elevati.

Nella Tabella 7 seguente sono indicati i dati costruttivi e le caratteristiche essenziali di tale antenna per vari valori di *L*.

Anche per le antenne semirombiche la larghezza di banda è molto forte: con le stesse dimensioni la frequenza di lavoro può variare

nel rapporto di $1/2 \div 1/3$ senza che vengano di molto variati il guadagno e le altre caratteristiche (per es. con una antenna calcolata per 45 Mc/s si può lavorare anche da 30 a 60 Mc/s).

TABELLA 7

Lungh. di lato L/λ	Altezza dell'apice $\frac{H}{\lambda} = \frac{L}{\lambda}$ sen τ	Lunghezza del contrappeso $\frac{C}{\lambda} = \frac{2L}{\lambda}$ sen τ	Guadagno approssimativo in *db* rispetto al dipolo corto verticale su terreno perfetto conduttore (teorico)
1	0,87	1	4,5
2	1,244	3,13	6,3
3	1,57	5,12	7,5
4	1,85	7,14	8,5
5	2,04	9,15	9,1
6	2,26	11,3	9,7
7	2,40	13,1	10,2
8	2,73	15,15	10,7
9	3,18	19,2	11,5
10	3,5	23,2	12,3

Il guadagno effettivo è di solito da 3 a 5 *db* inferiore a quello indicato in dipendenza del tipo di terreno e di altri fattori quali perdite nei conduttori, ecc.

Quando il dimensionamento di un'antenna semirombica verticale è subordinato all'altezza H dell'apice e cioè all'altezza dell'albero di sostegno disponibile, la lunghezza L ottima di lato per una data frequenza di lavoro f può essere ricavata con la seguente formula approssimata;

$$L = \frac{H^2 f}{222,6} + \frac{55,65}{f} \qquad [74]$$

dove L ed H sono in metri ed f è in Mc/s.

Un interessante vantaggio della semirombica (specialmente se usata con stazioni di piccola potenza) è quello di poter facilmente irradiare successivamente in qualunque direzione azimutale, semplicemente ruotando intorno al sostegno centrale sia il trasmettitore che la resistenza di terminazione insieme a tutta l'antenna. La figura 93 mostra in pianta la stazione radio, l'antenna e la terminazione, e come può essere variata la direzione orizzontale del fascio senza abbattere e rialzare il sostegno centrale.

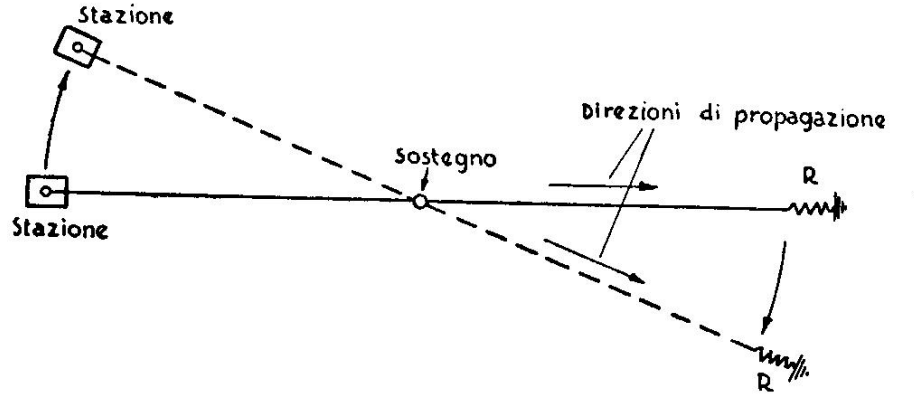
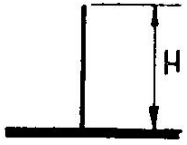
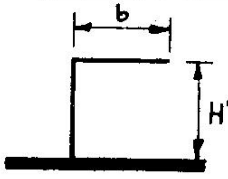
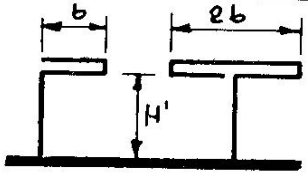


FIG. 93 - *Orientamento della semirombica verticale (in pianta).*

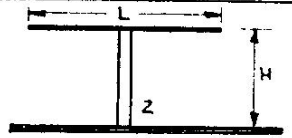
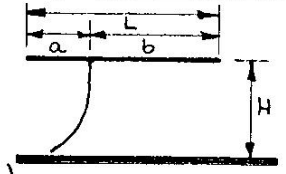
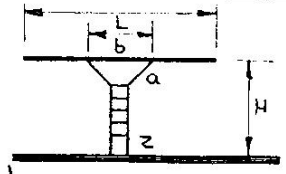
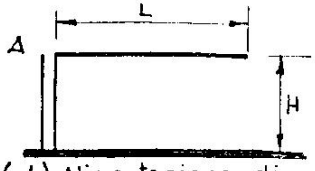
L'ingresso di una semirombica verticale è sbilanciato e la sua impedenza caratteristica è di $400 \div 500$ ohm. Anche qui se il trasmettitore è con uscita ad alta impedenza, l'antenna può essere connessa al trasmettitore o direttamente o tramite una linea di impedenza caratteristica uguale o di poca inversa. Se invece l'uscita del trasmettitore è a bassa impedenza occorre al solito interporre un adattatore. La semirombica verticale può essere connessa direttamente ad apparati che usano antenna a stilo lunga $\lambda/2$ (alta impedenza) come ad es. la R.300, la AN/PRC-8-9-10, le stazioni della serie 600 e 500.

450. CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEI PIÙ COMUNI TIPI DI ANTENNE

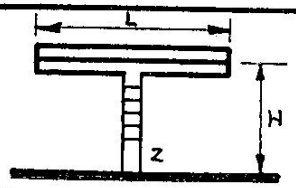
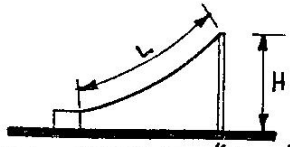
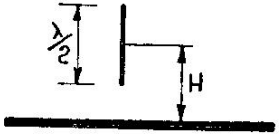
(2π radianti = 360° ; f in Mc/s ; λ in metri ; lunghezze in λ)

TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentatore più usato	Guadagno	Polarizzazione O = orizzontale V = verticale	Dimensioni fisiche	Direzioni di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
 STILO VERTICALE	HF VHF	$\frac{R_r}{\text{sen}^2\left(\frac{2\pi H}{\lambda}\right)} + R_L$ R_r : vedi fig. 30 $R_L = 1 \div 5\ \Omega$ (per $H = \frac{\lambda}{4}$, $R_r = 36\ \Omega$) Cavo coassiale	$G_i = 3,4$ db (dipende da H/λ_c e dal tipo di terreno	V.	0,1 ÷ 0,64 λ per irradiazione orizzontale	Orizzontale omnidirezionale (se $H = \sim \lambda$ il massimo si ha per $\Delta = 30°$)	422 435 436
 AD L ROVESCIATA	HF	Come sopra ponendo $H = H' + b$ — Cavo coassiale o direttamente all'apparato	non definibile	Prevalentemente verticale	$H'+b = \frac{\lambda}{4} \div \frac{\lambda}{2}$	Nel piano verticale contenenti i conduttori (vedi Testo)	437
 A SOMMITÀ RIPIEGATA	HF	36 Ω — Cavo coassiale o direttamente all'apparato	non definibile	V	$b = \frac{\lambda}{16}$ $H' = \frac{\lambda}{8}$ $H'+b = \frac{\lambda}{4}$	orizzontale omnidirezionale	437.

segue

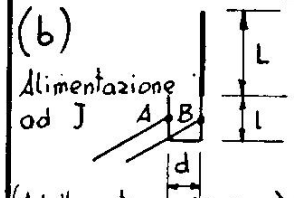
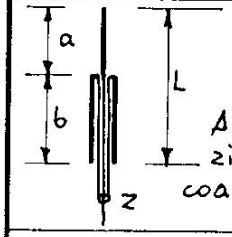
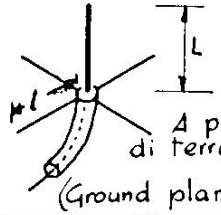
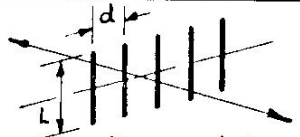
TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentazione più usato	Guadagno	Polarizzazione O = orizzontale V = verticale	Dimensioni fisiche	Direzioni di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
λ/2 ORIZZONTALE  (a) Alimentazione al centro	HF VHF	z = 73 Ω nel vuoto Dipende da H/λ e dal rapporto lunghezza - diametro — Cavo coassiale o coppia schermata	$G_{\lambda/2}$ = 2-4 db Dipende da H/λ e dal tipo di terreno	O nel piano verticale perpendicolare all'asse del cond V nel piano vertic contenente il conduttore	$L = \frac{\lambda}{2} - 5\% = \frac{468}{f}$ (piedi) $= \frac{141}{f}$ (metri) (per piccoli diametri)	Nel piano verticale perpendicolare al conduttore, ad angoli di elevazione Δ variabili con H/λ	418 439
 (b) Presa calcolata	HF	z = 400 - 600 Ω — Linea unifilare	idem	idem	L come sopra inoltre a = ~ 0,15 λ b = ~ 0,35 λ aggiustamenti per tentativi	idem	430 432 439
 (c) Alimentazione a delta	HF	z = ~ 600 Ω — Linea bifilare	idem	idem	L come sopra inoltre a = ~ 0,12 λ b = ~ 0,1 λ	idem	432 439
 (d) Alimentazione di estremità	HF	Molto elevata — Linea risonante Nel punto Δ deve esservi ventre di tensione	idem	idem	L come sopra	idem	433 439

segue

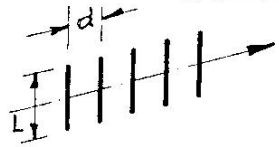
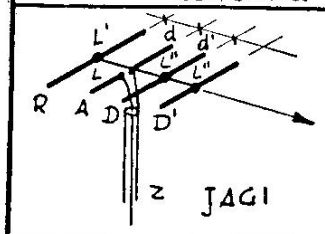
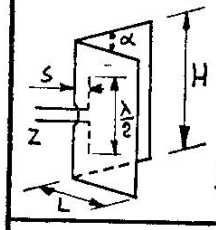
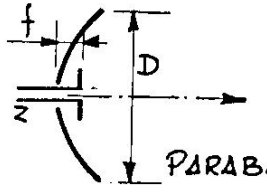
TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentazione più usato	Guadagno	Polarizzazione O = orizzontale V = verticale	Dimensioni fisiche	Direzioni di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
 (e) Dipolo ripiegato	HF VHF	$Z = 73\ n^2$ (n = numero dei conduttori ——— Linea bifilare	idem	idem	$L = \frac{\lambda}{2} - 6\%$ (per piccoli diametri)	idem	439
 A FILO INCLINATO (filare)	HF	Dipende da L e da H	—	mista	$L = \lambda/4 \div \lambda/2$ H: più elevata possibile	Varia con H	—
λ/2 VERTICALE 	HF VHF		2÷4 db Dipende da H e dal tipo di terreno	V.	$L = \frac{\lambda}{2} - (5 \div 10\%)$ in relazione al rapporto Lunghezza / diametro	Lungo l'orizzontale, omnidirezionale per qualunque H	439
(a) Alimentazione all'estremo inferiore	HF VHF	Molto elevata ——— Linea risonante Nel punto Δ deve esservi un ventre di tensione.	idem	V	idem	idem	439

segue

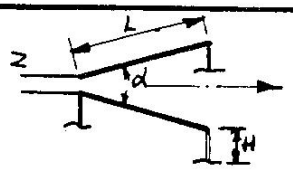
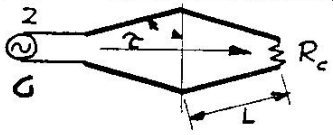
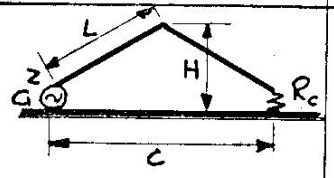
segue 450 (4)

TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentazione più usato	Guadagno	Polarizzazione O = orizzontale V = verticale	Dimensioni fisiche	Direzioni di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
(b)  Alimentazione ad J (Adattamento con linea λ/4)	HF VHF	Qualunque valore Punti A e B regolabili per l'adattamento — Linea bifilare	idem.	V.	$L = \frac{\lambda}{2}\ (5 \div 10\%)$ $l = \lambda/4$ d: dipende da Z e dal diametro dei conduttori	idem	429 432 434 439
 (c) Alimentazione coassiale	VHF	$Z = \sim 50\ \Omega$ — cavo coassiale	idem	V.	$L = \frac{\lambda}{2} - (5 \div 10\%)$ La dimensione b risulta minore di a	idem	439
(d)  Δ piano di terra (Ground plane)	VHF	$Z = \sim 50\ \Omega$ — Cavo coassiale	—	V.	$L = \lambda/4$ $l = \lambda/4$	Omnidirezionale $\Delta = 20° \div 50°$ (Adatta a collegamenti tra aerei e terra)	—
CORTINE DI DIPOLI  (a) Δ diffusione laterale (broad side)	VHF	Qualunque valore con adattamenti vari — Linea o cavo	Dipende dal numero dei dipoli	V. e O. secondo l'orientamento dei singoli dipoli.	$L = \lambda/2$ $d = \lambda/2$ (tutte le correnti debbono essere in fase)	Perpendicolare al piano della cortina ($\Delta = \sim$ zero) Bidirezionale	444

segue

TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentazione più usato	Guadagno	Polarizzazione O = orizzontale V = verticale	Dimensioni fisiche	Direzione di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
 (b) A diffusione di estremità	VHF	idem	idem	idem	$L = \frac{\lambda}{2}$ $\frac{2\pi d}{\lambda} = \beta = cost.$ dove β angolo di sfasamento tra le correnti di dipoli adiacenti	Lungo l'asse della cortina (vedi figura) Unidirezionale nel verso delle correnti più ritardate	444
 JAGI	VHF	$Z = \sim 20 \div 50\ \Omega$ Secondo il numero dei parassiti. Se A è del tipo ripiegato Z aumenta in conseguenza Cavo coassiale o linea	4÷20 db Secondo il numero dei parassiti D	V. e O. secondo l'orientamento del sistema	$L = \frac{\lambda}{2}$ (accordo) $L' = L + 4\%$ $L'' = L - 5\%$ $d = 0{,}1 \div 0{,}2\ \lambda$ $d' = 0{,}1 \div 0{,}15\ \lambda$	Nel verso R - A - D $\Delta = \sim$ zero	445
 DIEDRO	VHF	Dipende da S e da α (vedi testo) — Cavo o linea	10÷13 db	O. e V.	S: vedi figura $H \geq \frac{\lambda}{2} + S$ $L \geq 3 \div 4\ S$ $\alpha = \frac{360°}{n}$ per n intero (Più comune $\alpha = 90°$)	Lungo la bisettrice del diedro (Unidirezionale) $\Delta = \sim$ zero	446
 PARABOLA	VHF (VHF)	Bassa impedenza — Cavo o linea o guida d'onda	Fino a 30÷35 db	O. e V	D = 4f f = distanza focale	Lungo l'asse della parabola (Unidirezionale) $\Delta = \sim$ zero	446

segue

TIPO E SCHEMA	Gamma di impiego	Impedenza di ingresso e tipo di alimentazione più usato	Guadagno	Polarizzazione O. = orizzontale V. = verticale	Dimensioni fisiche	Direzione di massima irradiazione Δ = angolo d'onda	Paragrafi di riferimento
 V ORIZZONTALE	HF VHF	Z = 500 ÷ 800 Ω — Linea risonante	Dipende da L/λ	O.	$L = n\lambda$ (n intero) α: vedi testo	Lungo la bisettrice della V (bidirezionale)	447
 ROMBICA Orizzontale	HF VHF	Z = 600 ÷ 800 Ω — Di vario tipo	Dipende da L/λ	O. e V.	$L = n\lambda$ γ: vedi testo	Lungo la diagonale maggiore nel verso G – R_c Δ: dipende da H (altezza)	448
 SEMIROMBICA verticale	HF VHF	Z = 400 ÷ 500 Ω — Di vario tipo	idem	V.	$L = n\lambda$ H, C } vedi testo	Lungo l'orizzontale nel verso G – R_c (Δ = ~ zero)	449

CAPITOLO 6.

GENERALITÀ SULLA RADIOPROPAGAZIONE LA RADIOPROPAGAZIONE NELLO SPAZIO LIBERO

451. Radiopropagazione delle onde elettromagnetiche.

Scopo della radiopropagazione è lo studio del comportamento dei mezzi di propagazione allorchè questi vengano eccitati da energia elettromagnetica.

Detta energia si propaga per onde, ossia le deformazioni si trasferiscono successivamente in punti sempre più lontani dalla sorgente di perturbazione ed un osservatore fermo constaterebbe che la perturbazione si sposta con velocità costante.

L'energia che si propaga per onda impiega un determinato tempo per percorrere un certo spazio, le azioni elettromagnetiche si verificano, cioè ad una certa distanza dalla sorgente, con ritardo.

L'energia elettromagnetica si propaga secondo le note proprietà dell'elettrotecnica:

— se un campo magnetico varia nel tempo, si ha la nascita di un campo elettrico;

— se un campo elettrico varia nel tempo, si ha la nascita di un campo magnetico.

La variazione, perciò, di uno dei due campi è sempre accompagnata dalla formazione dell'altro campo ad esso concatenato; i successivi concatenamenti avvengono in un tempo brevissimo, ma finito.

La propagazione delle onde elettromagnetiche obbedisce alle seguenti leggi;

a) Il campo elettrico ed il campo magnetico in un punto lontano dalla sorgente sono normali fra loro, e fra le loro intensità sussiste la relazione;

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \varrho \text{ (ohm)} \qquad [51\text{–}1]$$

ove:

E = valore efficace dell'intensità di campo elettrico (volt/mt);

H = valore efficace dell'intensità di campo magnetico (ampèr–mt);

μ = costante magnetica assoluta del mezzo di propagazione (henry/mt);

ε = costante dielettrica assoluta del mezzo di propagazione (farad/mt);

ϱ = resistenza caratteristica del mezzo di propagazione (ohm).

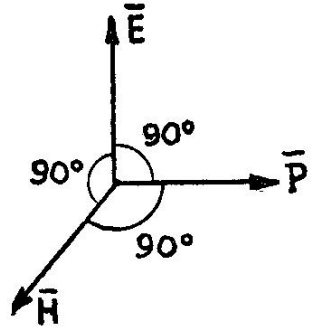
Se il mezzo di propagazione è lo spazio vuoto ovvero l'aria secca non ionizzata (che ha le stesse costanti elettriche e magnetiche ε_0 e μ_0 dello spazio vuoto) si ha:

$$\mu_0 = 1{,}2561 \cdot 10\text{-}6 \text{ (henry/mt)} \qquad [51\text{–}2]$$

$$\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10\text{-}12 \text{ (farad/mt)} \qquad [51\text{–}3]$$

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\,\pi = 377 \text{ (ohm)} \qquad [51\text{–}4]$$

b) L'onda elettromagnetica si propaga lungo la direzione perpendicolare al piano che contiene la direzione del campo elettrico E e del campo magnetico H;



$\overline{P}$ direzione di propagazione.

c) La velocità di propagazione v dell'energia elettromagnetica è data da:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\ \mu}} \text{ (mt/sec)} \qquad [51\text{–}5]$$

Se il mezzo di propagazione è lo spazio vuoto, o l'aria secca non ionizzata, si ha;

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\ \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ (mt/sec)} \qquad [51\text{–}6]$$

d) Se la causa eccitatrice ha una variazione sinusoidale nel tempo, anche il campo elettrico e quello magnetico in un punto lontano dalla sorgente sono a variazione, nel tempo, sinusoidale, di frequenza uguale a quella del generatore, e fase, rispetto a quanto avviene nel generatore, eguale per entrambi i campi, e dipendente dalla distanza del punto considerato dal generatore.

In tutti i punti di una superficie sferica avente per centro il radiatore, l'intensità del campo elettrico e del campo magnetico hanno fase costante; le superfici d'onda del campo elettromagnetico generato da un radiatore sono sferiche con centro nel radiatore stesso.

In un punto lontano dal generatore la superficie di onda può confondersi, in un intorno piccolo, con il piano tangente; i vettori E ed H giacciono in tal caso in un piano e l'onda elettro magnetica può essere considerata un'onda piana.

e) Alla propagazione dell'onda elettromagnetica corrisponde un flusso di potenza, che attraversa una superficie di area A_R (m²) disposta normalmente alla direzione di propagazione dell'onda, dato da:

$$A_R EH = A_R \frac{E^2}{\varrho} \text{ (watt)} \qquad [51\text{–}7]$$

Nell'aria secca non ionizzata il flusso di potenza vale:

$$\frac{A_R E^2}{120\ \pi} \text{ (watt)} \qquad [51\text{–}8]$$

mentre la densità di potenza (watt/m²) è data da:

$$\frac{E^2}{120\ \pi} \left(\frac{\text{watt}}{\text{m}^2} \right) \qquad [51\text{–}9]$$

Dalla [51–9] si nota che per calcolare la densità di potenza e. m. fluente in una località di ricezione (se il mezzo di propagazione è l'aria secca non ionizzata) è sufficiente conoscere la intensità E di campo elettrico presente.

452. L'equivalente di una radiotrasmissione.

Chiamasi equivalente T di una radio–comunicazione l'attenuazione effettivamente inserita fra i morsetti di uscita di un trasmettitore e quelli d'ingresso del corrispondente ricevitore:

$$T = \frac{P_T}{P_R} \qquad [52\text{–}1]$$

453. Il radiatore omnidirezionale nello spazio libero.

Il radiatore in questione è un radiatore di energia ad emissione omnidirezionale. Se esso è collegato con un trasmettitore di potenza nominale P_T tramite una linea di alimentazione di rendimento H_T, irradierà una potenza $P_T H_T$ (watt).

Se il mezzo di propagazione è l'aria secca non ionizzata (mezzo non assorbente), la stessa potenza $P_T H_T$ sarà ricevuta da una superficie sferica di area $4\pi\ r^2$ al cui centro sia posto il radiatore omnidirezionale, ove r è il raggio di detta superficie.

Su di un'area A_R (m²) di superficie sferica sarà ricevuta una potenza data da:

$$\frac{P_R}{H_R} = \frac{P_T H_T A_R}{4\ \pi\ r^2} \text{ (watt)} \qquad [53\text{–}1]$$

per cui ai morsetti del ricevitore collegato alla linea di alimentazione ricevente sarà ottenuta una potenza:

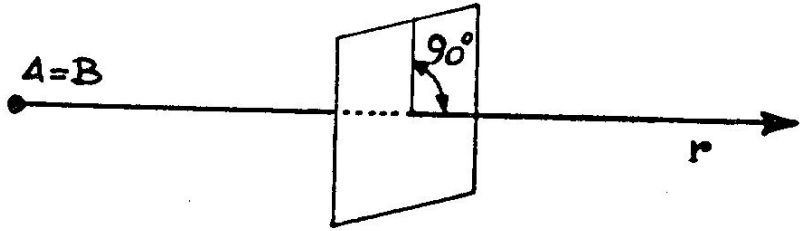
$$P_R = \frac{P_T H_T H_R A_R}{4 \pi r^2} \text{ (watt)} \qquad [53\text{–}2]$$

454. Estensione dell'equazione di radiopropagazione alle antenne reali.

Le antenne fisicamente realizzabili godono di una proprietà chiamata « direttiva » esse cioè concentrano la potenza elettromagnetica lungo particolari direzioni chiamate « privilegiate » a discapito della potenza irradiata in altre direzioni.

Se il mezzo di propagazione è omogeneo ed isotropo la quantità di energia che attraversa una sezione qualsiasi normale alla direzione di propagazione dell'energia non sarà influenzata dall'energia che attraversa la restante parte del mezzo; in tal caso è possibile sostituire al concetto di « onda » quello di « raggio di propagazione » così come in ottica in analoghe circostanze possono essere studiati i relativi fenomeni con le leggi dell'ottica geometrica, molto più semplici di quelle dell'ottica fisica.

Un radiatore omnidirezionale A immerso in un mezzo omogeneo e non assorbente (ad es. in aria secca non ionizzata) ed alimentato dalla potenza $P_T H_T$ dà luogo, alla distanza r (mt), ad un flusso di potenza che attraversa una piccola sezione A_R normalmente disposta alla direzione r.



$$\frac{P_R}{H_R} = \frac{P_T H_T}{4 \pi r^2} A_R = \frac{E^2}{120 \pi} A_R \text{ (watt)}$$

Un'antenna direttiva B, alimentata dalla stessa potenza $P_T H_T$, sostituita al radiatore omnidirezionale e disposta in modo che la direzione r sia quella privilegiata, dà luogo, alla stessa distanza r ad un flusso di potenza dato da:

$$\frac{P_T H_T}{4 \pi r^2} G'_T A_R = \frac{E'^2}{120 \pi} A_R \qquad [54\text{–}1]$$

Il numero G'_T, rapporto fra il flusso di potenza attraverso A_R generato dalla antenna direttiva ed il flusso di potenza attraverso la stessa superficie A_R generato dal radiatore omnidirezionale nelle identiche condizioni, chiamasi *guadagno dell'antenna in esame rispetto al radiatore omnidirezionale.*

Perciò si cerca in pratica di ottenere antenne di elevato guadagno.

Le antenne riceventi hanno anche una direttività di ricezione; tuttavia si preferisce attribuire ad esse un'area equivalente A_R che si definisce il rapporto fra potenza che esse catturano dallo spazio consegnato alla linea (watt) e densità di potenza e. m. incidente (watt/m²).

Si dimostra che sussiste, per qualsiasi antenna, la seguente proprietà:

$$\frac{A_R}{G'_R} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \qquad [54\text{–}2]$$

ove:

A_R = area equivalente od efficace dell'antenna ricevente in esame;

G'_R = guadagno rispetto al radiatore omnidirezionale dell'antenna in esame;

λ = lunghezza d'onda.

455. La radiopropagazione nell'aria secca non ionizzata.

Un radiatore, immerso in aria secca non ionizzata, che abbia un guadagno, rispetto al radiatore omnidirezionale e lungo una certa direzione, G'_T, sia alimentato dalla potenza $P_T H_T$ (watt). Alla distanza r (mt) nello stesso mezzo di propagazione sia immersa un'antenna ricevente che abbia un'area efficace A_R (m²) valutata normalmente alla direzione predetta. L'antenna ricevente sia collegata con linea di alimentazione adattata e di rendimento H_R, chiusa su di un ricevitore.

Ai morsetti di ingresso di quest'ultimo sarà disponibile una potenza:

$$\frac{P_R}{H_R} = \frac{P_T H_T G'_T A_R}{4 \pi r^2} \qquad [55\text{–}1]$$

dovuta ad una densità elettromagnetica presente alla località di ricezione data da:

$$\frac{P_R}{H_R A_R} = \frac{P_T H_T G'_T}{4 \pi r^2} \qquad [55\text{–}2]$$

Dalla [54–2] è:

$$P_R = \frac{P_T H_T H_R G'_T G'_T \lambda^2}{(4 \pi)^2 r^2} \qquad [55\text{–}3]$$

da cui l'equivalente della radiocomunicazione è:

$$T = \frac{P_T}{P_R} = \frac{(4\pi)^2 r^2}{H_T H_R G'_T G'_R \lambda^2} \text{ (unità omogenee)} \qquad [55\text{–}4]$$

Se si indica con G il guadagno delle antenne in esame rispetto al dipolo mezz'onda, conoscendo, dalla teoria delle antenne, che è: guadagno antenna rispetto al dipolo mezz'onda = guadagno antenna rispetto al radiatore omnidirezionale × 1,63, l'equivalente della radiocomunicazione diventa:

$$T = \frac{60 r^2}{H_T H_R G_T G_R \lambda^2} \qquad [55\text{–}5]$$

Esprimendo la distanza r in km, la lunghezza d'onda in mt e l'equivalente T in *db* si ha:

$$(T)_{db} = 78 + 20 \log_{10} r\,(\text{km}) - 10 \log_{10} H_T - 10 \log_{10} H_R + \\ - 10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R - 20 \log_{10} \lambda\,(\text{mt}) \qquad [55\text{–}6]$$

456. Tensione ai morsetti di ingresso del ricevitore.

L'antenna ricevente è un generatore di energia elettromagnetica che, fluendo attraverso la linea di alimentazione, viene ceduta ai morsetti di ingresso del ricevitore.

Detta energia ceduta P_R viene dissipata nella resistenza R_i di ingresso del ricevitore ai morsetti del quale è presente una tensione:

$$V_i = \sqrt{P_R R_i} \text{ (volt)} \qquad [56\text{–}1]$$

Risulta dalla [51–8], dalla [54–2] e dalla [56–1]:

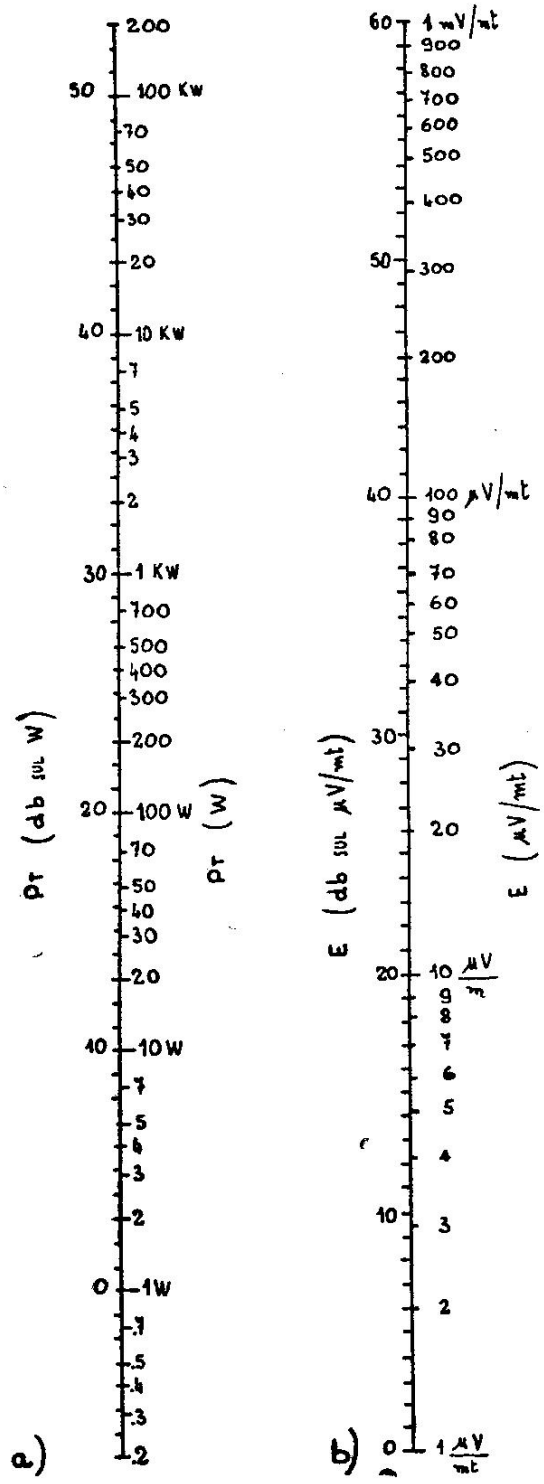
$$V_i \sqrt{\frac{R_i E^2 G'_R \lambda^2 H_R}{480 \pi^2}} \qquad [56\text{–}2]$$

che mostra la relazione fra la tensione V_i presente ai morsetti di ingresso del ricevitore e la intensità E di campo elettrico presente nell'interno dell'antenna ricevente (se adattata).

457. Intensità di campo elettrico presente nella località di ricezione.

Un radiatore che abbia un guadagno G'_T, rispetto al radiatore omnidirezionale, nella direzione che interessa, sia alimentato da una potenza $P_T H_T$. Alla distanza r (mt), ove il mezzo di propagazione sia l'aria secca non ionizzata, è presente un campo elettrico E la cui intensità è data dalla [51–9] e dalla [55–2]:

$$\frac{E^2}{120 \pi} = \frac{P_T H_T G'_T}{4 \pi r^2} \; ; \; E = \sqrt{\frac{30 P_T H_T G'_T}{r^2}} \qquad [57\text{–}1]$$



a) ABBACO DI TRASFORMAZIONE DI P_T (WATT) IN P_T (DECIBEL SUL WATT).

b) ABBACO DI TRASFORMAZIONE DI E (μV/mt) IN E (DECIBEL SUL μV/mt)

458. Forza cimomotrice F (volt) di un radiatore trasmittente lungo una certa direzione.

La forza cimomotrice F (volt) di un radiatore lungo una certa direzione è il prodotto dell'intensità di campo elettrico E irradiato lungo la direzione che interessa, valutato a breve distanza dal radiatore, per la distanza stessa r:

$$F = E\,r \text{ (volt)} \qquad [58\text{–}1]$$

La forza cimomotrice di una antenna in mezz'onda, alimentata da 1 watt ($P_T H_T = 1$ watt), lungo la direzione di massima direttività, è ottenibile dalla [57–1] e dal paragrafo 455:

$$F = \sqrt{1{,}63 \cdot 30 \cdot 1} \cong 7 \text{ (volt)} \qquad [58\text{–}2]$$

La forza cimomotrice di una antenna a guadagno G_T, rispetto al radiatore mezz'onda, alimentata da $P_T H_T$ (watt) è data da

$$F = \sqrt{30\,P_T H_T G_T} \text{ (volt)} \qquad [58\text{–}3]$$

459. La radiopropagazione attraverso mezzi diversi dall'aria secca non ionizzata.

I mezzi di propagazione comunemente presenti in pratica danno luogo ad:

— assorbimenti a causa della conversione della energia elettromagnetica in energia di altra natura (es. calore);

— incurvamento del raggio di propagazione che non risulta più rettilineo.

L'effetto dei mezzi di propagazione diversi dall'aria secca non ionizzata viene conglobato in una funzione di attenuazione supplementare di percorso A_s che viene introdotta nella formula dell'equivalente di una radiotrasmissione già data per l'aria secca non ionizzata.

CAPITOLO 7.

MODI E MEZZI DI PROPAGAZIONE

460. Modi di propagazione.

Le onde radio si propagano nei seguenti modi:

— *per onda terrestre*, se l'energia elettromagnetica fluisce in vicinanza del suolo e sotto la ionosfera;

— *per onda ionosferica*, se l'energia elettromagnetica si allontana dal suolo raggiungendo gli spazi alti dell'atmosfera (ionosfera) dove, in parte, è riflessa ritornando al suolo.

L'onda terrestre può essere distinta in:

— *onda superficiale*, se l'onda lambisce il suolo e viene da questo guidata ed in parte assorbita;

— *onda diretta o troposferica*, se l'onda si propaga direttamente fra le due antenne senza essere influenzata, nel suo percorso, dalla superficie del suolo nè dalla ionosfera. L'onda troposferica è la sola presente nei radiocollegamenti in visibilità allorchè la influenza di raggi riflessi dal suolo è trascurabile, e quando l'onda di superficie e ionosferica hanno trascurabile importanza (banda *VHF* ed *UHF* in particolari condizioni di impiego);

— *onda riflessa*, se l'onda si propaga dall'antenna trasmittente a quella ricevente dopo avere subito una riflessione su adatta superficie (es. suolo);

— *onda spaziale*, se è presente sia l'onda diretta che l'onda riflessa;

— *onda diffratta ed onda diffusa*, se le condizioni di impiego escludono che si possa verificare uno dei modi di propagazione di cui sopra. Detti tipi di onda sono possibili nella banda *VHF* ed *UHF* (onda superficiale ed ionosferica di trascurabile importanza) con antenne non in visibilità (onda troposferica e riflessa non possibili).

461. Mezzi di propagazione.

Le onde radio, escludendo i mezzi puramente astratti ed introdotti per semplificazione (spazio vuoto illimitato, aria secca non ionizzata illimitata) hanno tre mezzi in cui propagarsi:

— il sottosuolo;

— la superficie del suolo;

— l'atmosfera.

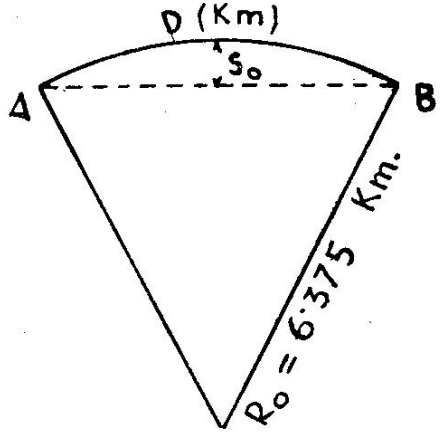
462. Il sottosuolo.

La parte sotto la superficie terrestre, o sotto il livello del mare, eccettuato il caso dei sommergibili, non viene sfruttata per la radiopropagazione, a causa delle grandi attenuazioni che subisce l'energia elettromagnetica che vi fluisce.

463. Il suolo terrestre.

La superficie terrestre, nelle questioni di propagazione, si assimila, in prima approssimazione, ad una superficie sferica di raggio opportuno (km. 6.375).

La saetta S_0 dell'arco di circonferenza terrestre lungo D_{km} vale:

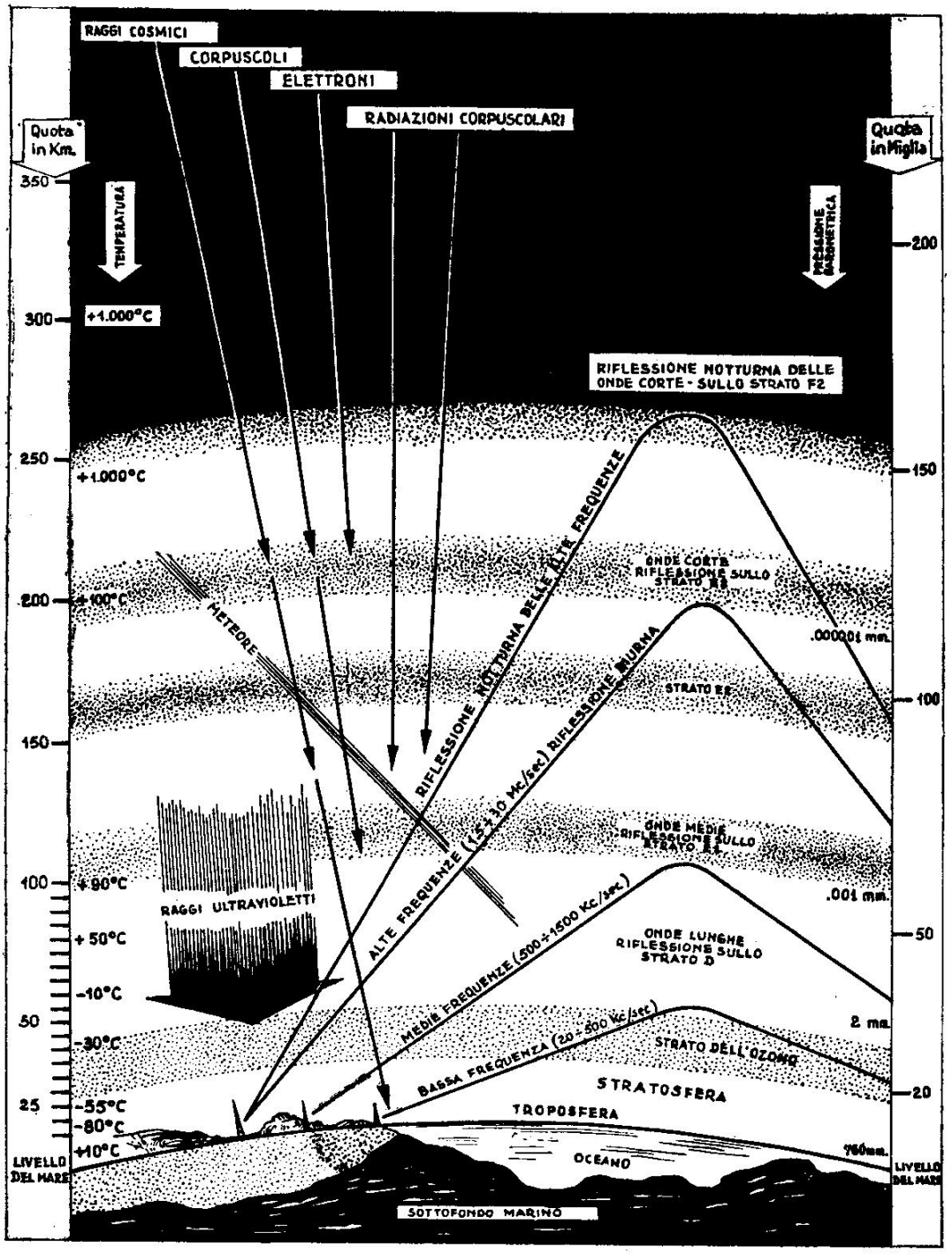


$$S_0 \text{ (mt)} = \frac{D^2_{km}}{51} \qquad [63\text{-}1]$$

Detta saetta rappresenta l'ostacolo interposto fra due antenne A e B poste a contatto di un suolo sferico ma non rugoso.

Due punti A_1 e A_2 alti rispettivamente H_1 (mt) ed H_2 (mt) sul livello del mare risultano in visibilità ottica su suolo sferico liscio (ossia privo di colline od avvallamenti, come può essere in alcune condizioni il livello medio del mare) se la loro distanza D_{km}, misurata sull'arco di circonferenza terrestre che li congiunge, soddisfa alla seguente condizione:

$$D_{Km} \leq 3{,}6 \left(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}\right) \quad (H_1 \text{ ed } H_2 \text{ in mt})$$



-Nomogramma delle variabili che influenzano la radio-propagazione-

La superficie terrestre presenta delle caratteristiche elettriche variabili da zona a zona e col tempo; in media si sono trovati però i seguenti valori:

Tipo di suolo	Costante dielettrica relativa ε_r	Conduttività σ (mh_0/mt)
Acqua di mare	81	$4,5 \div 5$
Acqua dolce	80	10^{-2}
Pasture, colline umide	20	10^{-2}
Prato secco	13	$5,10^{-3}$
Suolo roccioso o sabbioso	12	$5,10^{-3}$
Città, zone industriali	5	10^{-3}

464. L'atmosfera.

L'atmosfera è un miscuglio di gas a composizione, temperatura, umidità, pressione e densità di ionizzazione variabili con l'altezza dal suolo e con il tempo.

Agli effetti propagativi si suole suddividere l'atmosfera in:

— *troposfera:* che comprende la parte di atmosfera che si estende dal livello del suolo a circa 5 km da esso;

— *stratosfera:* che si estende dai 5 km a 50 km circa;

— *ionosfera:* che si estende dai 50 km ai 400 km circa.

465. La troposfera.

La troposfera è un miscuglio di gas e vapori scarsamente ionizzati ma la cui composizione, la temperatura e l'umidità variano con l'altezza dal suolo e con il tempo.

La variazione dei suddetti parametri ha come conseguenza che le caratteristiche elettriche della troposfera variano con l'altezza dal suolo e con il tempo.

Qualsiasi raggio di propagazione attraversi la troposfera viene perciò incurvato; detto incurvamento è trascurabile per le onde ionosferiche, che hanno un breve percorso nella troposfera, mentre non è più trascurabile per le onde troposferiche, che percorrono nella troposfera lunghi spazi.

Si constata che in genere, e con buona approssimazione, il raggio di propagazione di un'onda troposferica è un arco di circonferenza incurvato verso il basso.

Possono essere, perciò, in visibilità elettromagnetica due antenne che non sono in visibilità ottica in quanto il raggio di propagazione diretto può ancora giungere in una località ricevente quando dovrebbe essere intercettato dalla superficie terrestre.

Agli effetti propagativi delle onde troposferiche tutto avviene come se la terra presentasse in media un raggio di curvature R_{10} (detto raggio equivalente) più lungo di quello reale e come se le onde troposferiche viaggiassero in linea retta.

In genere in media si è constatato che si ha $R_{10} = \frac{4}{3} R_0 = 8.500$ km; la relativa atmosfera in tal caso è chiamata « tipica ».

In dette condizioni la saetta terrestre interposta fra le antenne a contatto del suolo sferico liscio è:

$$S_{10}\,(\text{mt}) = \frac{D^2_{km}}{68} \qquad [65\text{–}1]$$

mentre la distanza di visibilità fra due punti A_1 e A_2 alti H_1 e H_2 sul livello del mare e posti su suolo sferico liscio sottostante un'atmosfera tipica è:

$$D_{k10(m)} \leq 4,12 \left(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}\right) \qquad [65\text{–}2]$$

ove:

H_1 e H_2 sono in metri.

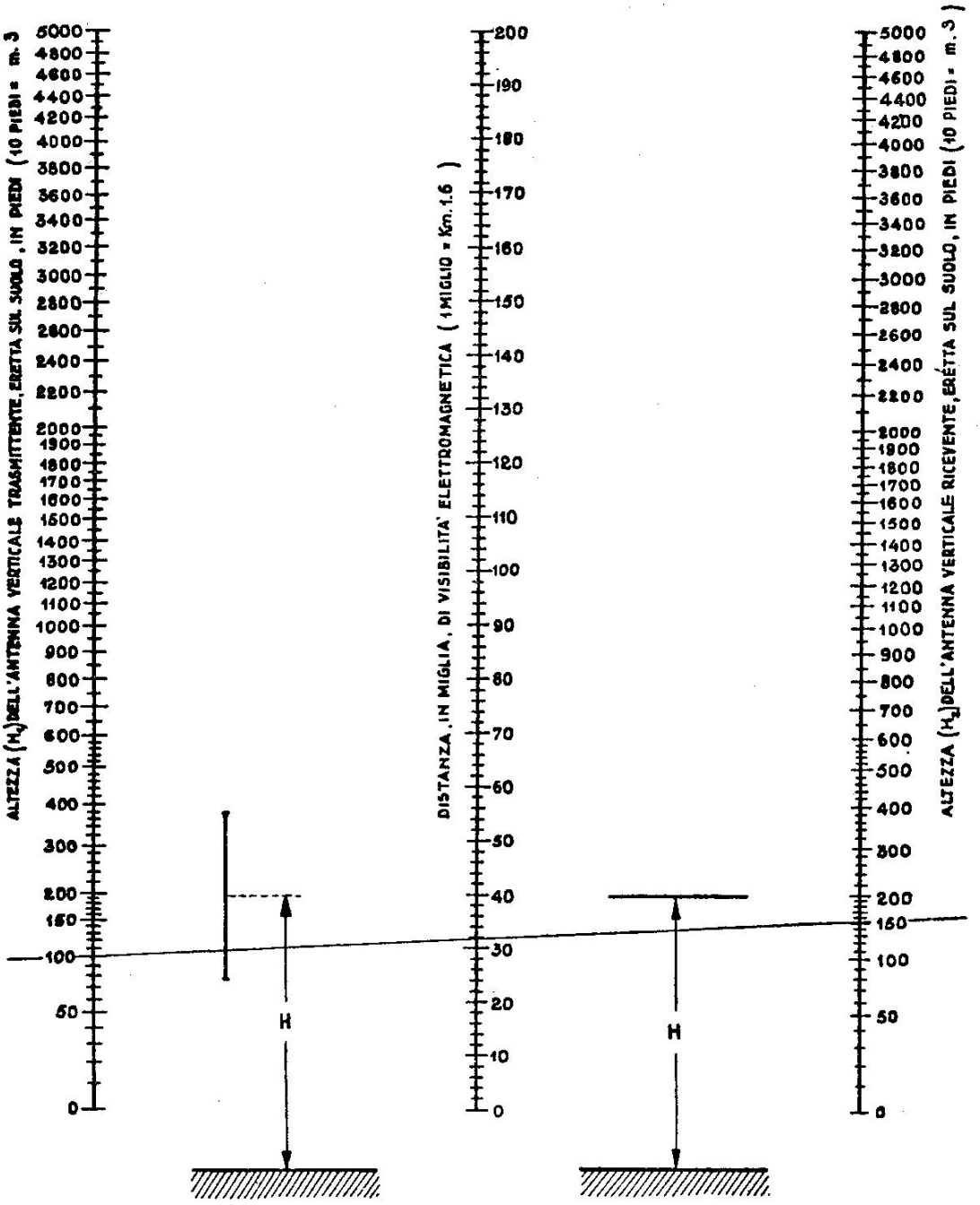
È anche:

$$D_{10(miglia)} \leq \sqrt{2\,H_1} + \sqrt{2\,H_2} \qquad [65\text{–}3]$$

ove:

H_1 e H_2 sono in piedi.

La relazione è espressa in forma grafica dalla figura annessa.



· Distanza di visibilita' elettromagnetica di antenne verticali (applicabile anche alle antenne orizzontali) alte H dal suolo sferico liscio (raggio terrestre equivalente = 4/3 del raggio reale).

466. La ionosfera.

La ionosfera è la parte più alta dell'atmosfera; essa è un miscuglio di gas a densità, pressione, temperatura ed ionizzazione variabile con l'altezza dal suolo e con il tempo.

La ionizzazione è causata da radiazioni provenienti dal sole; di minore importanza è l'azione dei raggi cosmici.

Il sole irradia grande quantità di energia, probabilmente per fissione atomica; gran parte di questa energia è irradiata nello spazio circostante sotto forma di calore e di radiazioni elettromagnetiche.

Le radiazioni elettromagnetiche possono portare un elettrone di un atomo inerte da un'orbita ad altra più esterna, od addirittura sottrarre un atomo ad un elettrone; in tal caso l'atomo che ha assorbito energia dalla radiazione, risulta caricato positivamente (ione) mentre l'elettrone libero risulta una carica negativa.

Ioni ed elettroni tendono a ricombinarsi ed a riformare atomi inerti restituendo l'energia da essi posseduta.

La densità di ionizzazione (numero di elettroni liberi per metro cubo di atmosfera) è funzione della quantità e del tipo di energia solare presente e della densità molecolare (numero di molecole presenti per metro cubo) dell'atmosfera.

Elettroni liberi ed ioni tendono a ricombinarsi; entrambi si muovono con moto del tutto casuale e la possibilità di riformare atomi senza carica dipende dalla densità di ionizzazione e dalla densità molecolare.

Entrambi i fenomeni sono coesistenti: l'energia solare opera la ionizzazione dell'armosfera e le cariche libere si ricombinano; nel caso specifico dell'atmosfera terrestre la densità molecolare diminuisce rapidamente con l'altezza dal suolo, mentre la intensità delle irradiazioni solari aumenta rapidamente con l'altezza dal suolo, per cui si constata che è presente una densità di ionizzazione funzione dell'altezza dal suolo.

Il sole emana energia composta da diverse frequenze, l'atmosfera è a sua volta un miscuglio di diversi gas; entrambe le cause generano la formazione di più « strati ionizzati »; con tale nome si indica la fascia a densità di ionizzazione molto grande rispetto agli strati adiacenti.

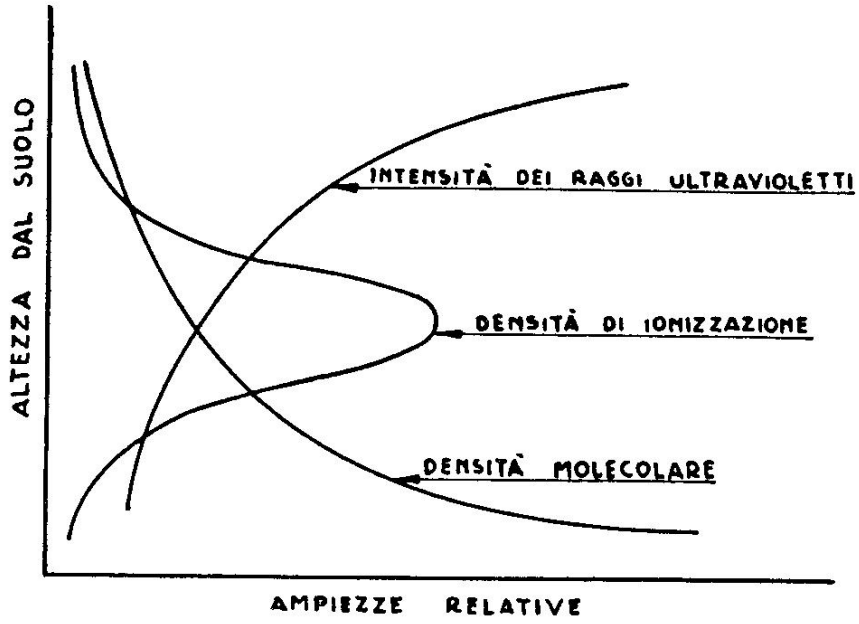
Si sono individuati i seguenti strati:

— Strato *D* alto dai 50 ai 90 km dal suolo;

— Strato *E* alto dai 90 ai 140 km dal suolo;

— Strato F_1 alto circa 200 km dal suolo;

— Strato F_2 alto circa 300 km dal suolo.



La rotazione giornaliera del globo terrestre (intorno al suo asse), la rotazione annuale del globo terrestre (intorno al sole) producono variazione con il tempo dell'intensità delle irradiazioni solari in ogni punto dell'atmosfera, per cui la densità di ionizzazione è, in genere, una funzione piuttosto complicata del tempo.

Agli effetti propagativi sono anche molto importanti le macchie solari, in quanto i processi attraverso cui nascono dette macchie generano grande quantità di energia ultravioletta solare.

È stata perciò studiata la correlazione fra numero delle macchie solari e densità di ionizzazione di ciascuno strato.

Su questa correlazione e sull'attività ciclica solare sono basate le previsioni dei dati di radiopropagazione per onda ionosferica.

CAPITOLO 8.

INFLUENZA DEL RUMORE NELLE RADIOCOMUNICAZIONI

467. Generalità sul rumore e sua influenza.

Rumore è ogni segnale indesiderato presente all'uscita di un sistema ricevente. Il rumore tende a mascherare il segnale rendendo l'informazione sempre meno intelligibile.

È necessario, infatti, ottenere all'uscita di un sistema ricevente non solo una certa minima potenza di segnale P_{Tu} (determinata dalla sensibilità dell'orecchio umano) ma anche un rapporto minimo fra potenza di segnale P_{Tu} e di rumore P_{Nu} stabilito dall'esperienza e variabile con il tipo di informazione.

Detto rapporto in alcune informazioni più comuni, vale:

— Radiotelegrafia manuale per onde persistenti	— 3 *db*
— Radiotelegrafia automatica per onde persistenti	+ 11 *db*
— Radiotelefonia da punto a punto	+ 14 *db*
— Radiotelescrivente a postamento di frequenza	+ 17 *db*

La potenza di segnale che è necessario sia presente all'ingresso del ricevitore è funzione del rapporto segnale–rumore da pretendersi in uscita, in quanto il ricevitore amplificherà, nel caso più comune, sia il segnale che il rumore di ingresso. Ne consegue che aumentando il rapporto segnale–rumore da pretendersi in uscita dal ricevitore, aumenta in genere la potenza di segnale che si rende necessaria all'ingresso.

Il runore può essere definito, in base alla sua natura, in:

— *rumore caotico*, se consiste in un numero infinito di impulsi elementari aventi fase caotica e distribuzione di energia uniforme lungo grandissimi spettri di frequenza;

— *rumore impulsivo*, se consiste in impulsi discontinui aventi ben definita relazione di fase.

Il rumore può essere definito, in base alla sua origine, in:

— *rumore atmosferico;*
— *rumore di origine cosmica;*
— *rumore di apparato;*
— *rumore industriale;*
— *rumore da interferenze radio.*

468. Il rumore atmosferico.

Il rumore atmosferico è dovuto a formazioni temporalesche ed a scariche atmosferiche generanti campi elettromagnetici indesiderati che si propagano con le stesse leggi con cui si propagano le informazioni via radio.

Allo scopo di individuare l'influenza del rumore di origine atmosferica sono state effettuate misure statistiche della quantità di rumore presente in moltissime località, ora per ora di ogni giorno.

È stato individuato che in ciascuna località il rumore mediano orario, rispetto all'intensità mediana stagionale, segue la curva di Gauss.

Da queste misure si sono ottenuti i valori dell'intensità di campo necessaria nella località di ricezione perchè sia possibile effettuare un servizio di riferimento (radiotelegrafia manuale per onde persistenti) con un ricevitore militare in buone condizioni, provvisto di antenna di riferimento (dipolo mezz'onda).

Detti valori (ricavati dai bollettini S.P.I.N.) si desumono dalle figure annesse ove si consideri che il Mediterraneo ha i seguenti gradi di rumore;

Estate grado n. IV, Equinozi grado n. V, Inverno grado n. V.

469. Il rumore di origine cosmica.

Il rumore di origine cosmica è prevalente (in assenza di rumori industriali, di rumore di apparato o di interferenze) alle frequenze maggiori di 15 mc e trae origine principalmente dalla « via lattea ». La sua intensità è trascurabile rispetto agli altri rumori.

470. Il rumore di apparato.

Il rumore di apparato nasce nell'interno di un ricevitore ed è dovuto:

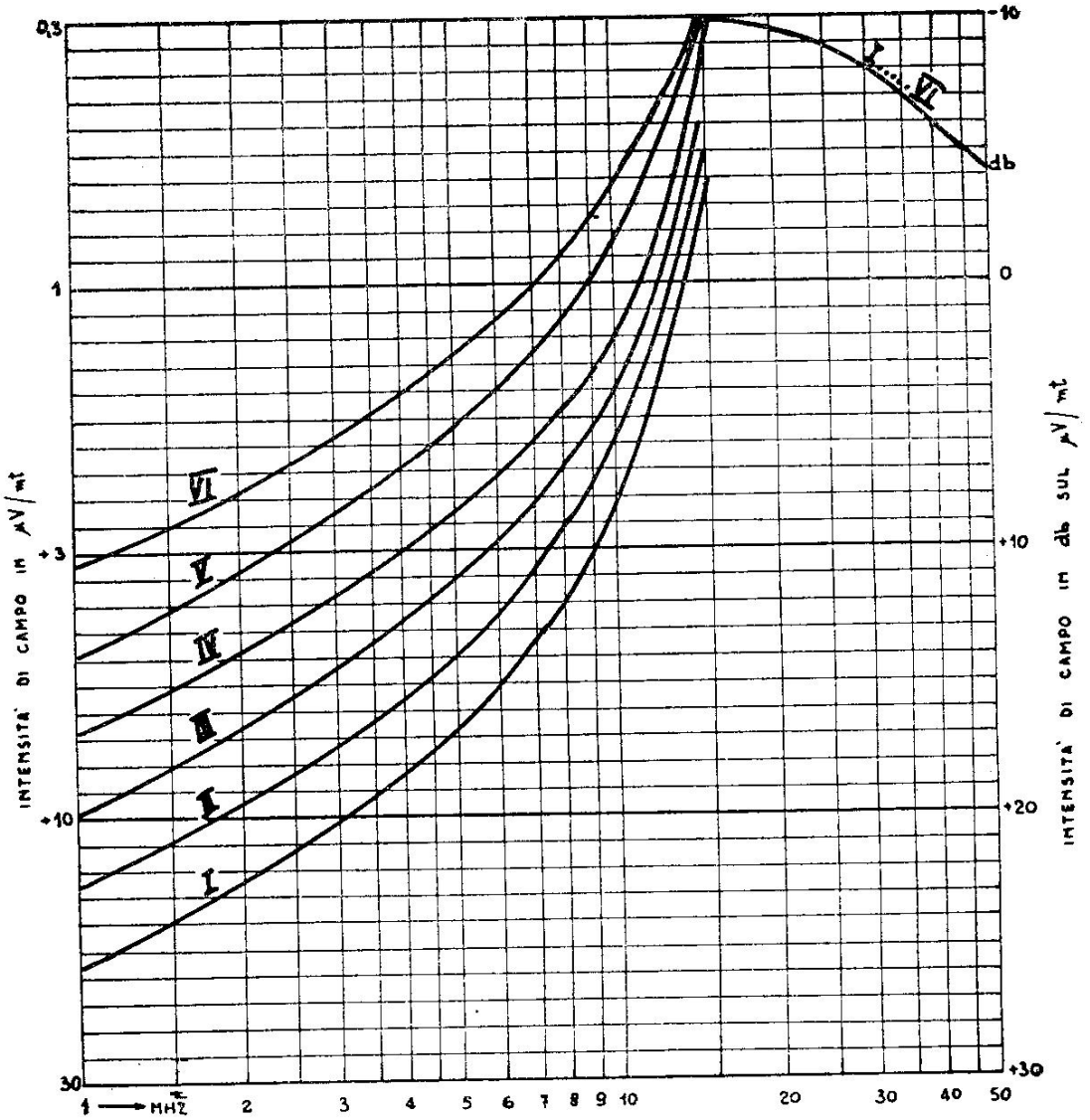
— all'effetto dell'agitazione termica nelle resistenze, compresa quella di radiazione delle antenne.

In una resistenza R (ohm) alla temperatura T (gradi assoluti) nasce una tensione indesiderata E (volt) data da:

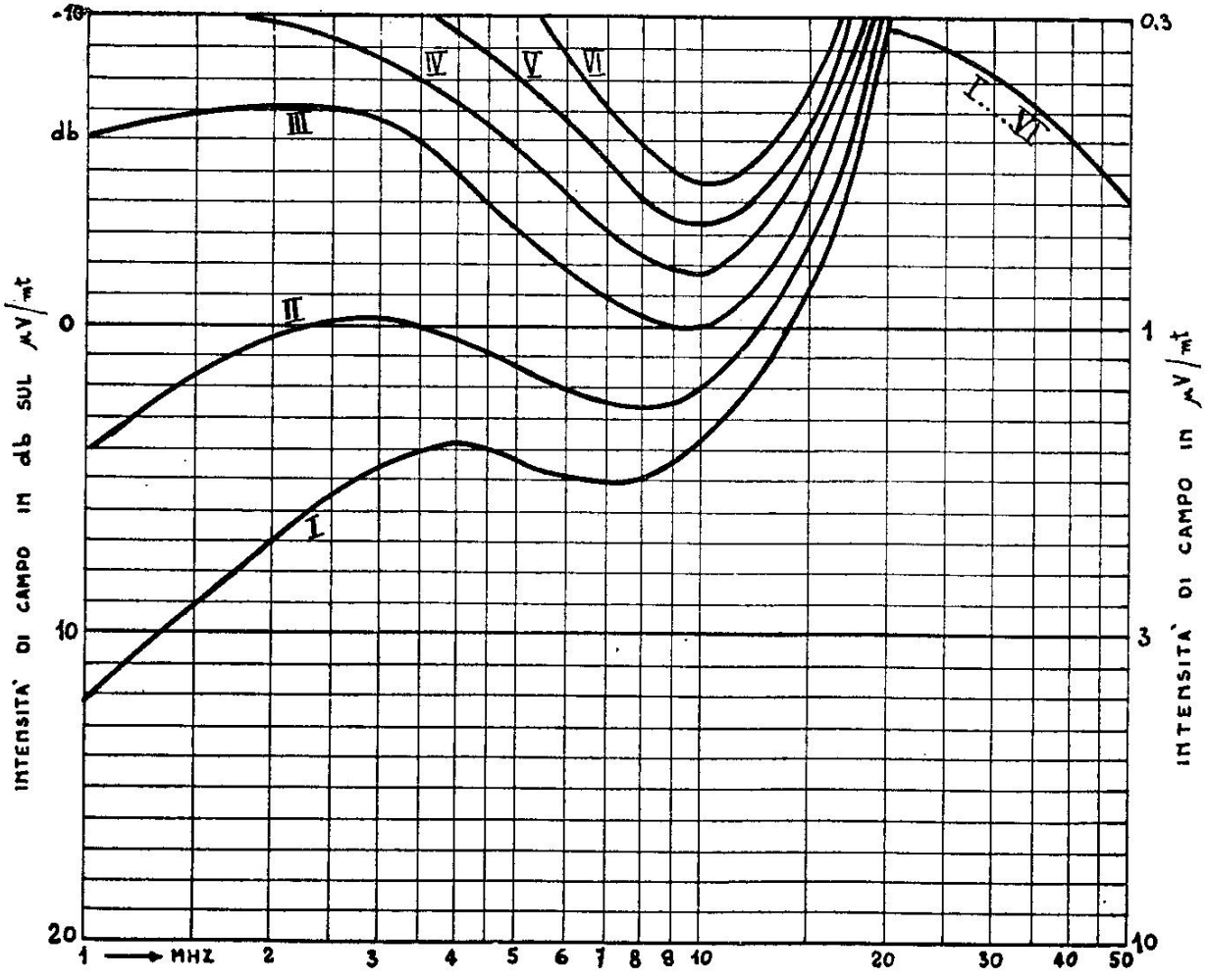
$$E = \sqrt{4\,R\,K\,T\,B} \text{ (volt)} \qquad [70\text{–}1]$$

ove:

K = costante di Boltzman ($1{,}37 \cdot 10^{-23}$ joul/grado)
B = larghezza di banda interessata (cicli/secondo).



INTENSITA DI CAMPO MINIMA NECESSARIA PER SOVRASTARE, NEL MEDITERRANEO, IL RUMORE ATMOSFERICO IN RADIOTELEGRAFIA PER ONDE PERSISTENTI DI NOTTE, PER VARI GRADI DI RUMORE.



INTENSITA' DI CAMPO MINIMA NECESSARIA PER SOVRASTARE, NEL MEDITERRANEO, IL RUMORE ATMOSFERICO IN RADIOTELEGRAFIA MANUALE PER ONDE PERSISTENTI DI GIORNO, PER VARI GRADI DI RUMORE.

In un'antenna di resistenza di radiazione R (ohm) alla temperatura T (gradi assoluti) nasce una tensione indesiderata E (volt) che segue la stessa legge precedente.

Se l'antenna è alla temperatura ambiente ($t° = 19°$, $T = 292°$) la tensione E è data da:

$$E^2 = \sqrt{4R \cdot 4 \cdot 10\text{-}21 \text{ B}} \qquad [70\text{-}2]$$

per cui l'antenna applica al ricevitore una potenza di rumore disponibile (ai capi cioè di una resistenza R uguale a quella di antenna) data da:

$$P_{Ni} = \frac{E^2}{4\ R} = 4 \cdot 10\text{-}21 \text{ B (watt)} \qquad [70\text{-}3]$$

— all'effetto delle fluttuazioni di corrente nei tubi a vuoto, fluttuazioni presenti sia in quanto la corrente elettrica è generata dal moto di un grandissimo numero di elettroni emessi dal catodo in modo casuale, sia in quanto la corrente elettrica è costituita da cariche piccole ma finite, che si distribuiscono in modo casuale sugli elettrodi positivi dei tubi multigriglia.

Per tener conto del rumore di apparato si usa considerare il ricevitore privo di rumore e moltiplicare la potenza disponibile di rumore P_{Ni} che l'antenna applica all'apparato per un numero F_n (detto fattore di rumore del ricevitore) tale da dare luogo ad una potenza totale di rumore di ingresso $P_{Ni}\ F_n$ che, amplificata nel ricevitore, è uguale alla potenza di rumore che in realtà si constata essere presente alla uscita di esso.

In sostanza all'ingresso del ricevitore, considerato privo di rumore, è presente una potenza totale disponibile di rumore di ingresso:

$$P_{Ni} F_n = 4 \cdot 10\text{-}21\ F_n B \qquad [70\text{-}4]$$

Il fattore di rumore F_n di un ricevitore medio varia da 2 (*HF* e *VHF*) a 20 circa (*UHF*).

471. Il rumore di origine industriale.

Il rumore di origine industriale è dovuto a campi elettromagnetici (soprattutto di induzione) generati da reti di distribuzione di energia per usi industriali, da dinamo, da motori elettrici e relais entro cui siano presenti scintillii, dai circuiti di alimentazione di motori a combustione interna, (candele, spinterogeni, magneti), da scintillii dovuti al contatto di materiali metallici di diversa natura, o che posseggono un diverso potenziale elettrico.

Detto rumore è predominante nell'interno di zone abitate, nelle vicinanze di reti di energia elettrica, nelle vicinanze di automotomezzi in moto in quanto detti campi elettromagnetici indesiderati si propagano con le stesse leggi che regolano la propagazione dei segnali. Il rumore di origine industriale può essere captato da un ricevitore:

— attraverso l'antenna;

— attraverso il circuito di alimentazione.

Per diminuire gli effetti del rumore industriale si può:

— allontanarsi dalle sorgenti di disturbo.

Si raccomanda, perciò, di non porsi nell'interno di zone abitate, nelle vicinanze di linee di alimentazione di energia industriale, nelle vicinanze di officine, di automezzi in moto, ecc.;

— smorzare le oscillazioni che si innescano nella sorgente di rumore.

Quando si desideri la soppressione di rumori provocati da autoveicoli od in genere da scintillii si può distruggere l'energia elettromagnatica il più rapidamente possibile (con l'uso di resistenze di carico) o cortocircuitare a massa l'energia formatasi (con l'uso di condensatori di fuga);

— evitare che l'energia indesiderata raggiunga l'antenna del ricevitore, circondando la sorgente di rumore con schermi elettrostatici collegati a massa.

Negli autoveicoli, infatti si usa collegare elettricamente le parti metalliche circostanti il motore con bulloni muniti di rondelle dentate. Le antenne, inoltre, vanno situate lontano da sorgente di rumore e si cura il bilanciamento nelle linee di alimentazione;

— impedire che si formi energia a carattere elettromagnetico, assicurando, ad es., un ottimo contatto elettrico fra superfici metalliche in vibrazione in modo da evitare la formazione di diversi potenziali.

472. Il rumore da interferenza radio.

Interferenza radio è un segnale indesiderato la cui origine è costituita da una radiofrequenza.

Essa può essere generata:

— da emissione di portante compresa nella stessa gamma su cui è sintonizzato il nostro ricevitore;

— da radiofrequenza generata per distorsioni di linearità in circuiti percorsi da una (f_1) o più (f_1, f_2, ...) radiofrequenze.

In questo caso sono generate, oltre alle frequenze fondamentali (f_1, f_2);

— le armoniche di queste (mf_1, nf_2, ove n ed m sono numeri interi);

— le frequenze di battimento ($\pm hf_1 \pm kf_2$, ove h e k sono numeri interi).

Le interferenze sono generate da:

— trasmettitori in cui la frequenza portante sia ottenuta per moltiplicazione di una frequenza molto precisa (ottenuta a quarzo) per un numero intero.

In tal caso le frequenze generate per distorsione di linearità nei circuiti moltiplicatori (frequenze sub-armoniche della portante) possono raggiungere un vicino ricevitore, su di esse sintonizzato, dando luogo a segnali interferenti;

— ricevitori, in cui è presente un oscillatore locale ed uno stadio non lineare (mescolatore) percorso dalla frequenza di sintonia, da quella generata localmente, e dalla media frequenza.

Un certo numero di radiofrequenze, battendo con una delle frequenze presenti nel mescolatore, può dare luogo ad una frequenza del valore di media frequenza, che attraverserà il ricevitore, dando luogo al segnale interferente.

La protezione delle interferenze si esplica;

— attraverso le carte di interferenze che indicano le frequenze *da non assegnare* a radiocollegamenti che comportino la presenza di molti apparati nella stessa località, in quanto di probabile interferenza;

— evitando di assegnare a radiocollegamenti coesistenti nella stessa località frequenze armoniche l'una dall'altra, e frequenze corrispondenti al valore delle medie frequenze di ciascun ricevitore.

473. Il fattore di modulazione Fm.

Alcuni tipi di modulazione (es. modulazione di frequenza, ad impulsi), godono della proprietà di proteggere il segnale dal rumore; essi cioè danno luogo, alla uscita del ricevitore, ad una potenza di rumore F_m volte inferiore a quella che si constaterebbe essere presente ai morsetti di uscita di un ricevitore che non dia protezione al segnale (es. ricevitore a modulazione di ampiezza a doppia banda laterale).

All'ingresso di un ricevitore che protegga il segnale è presente, allora, una potenza di rumore equivalente $\frac{P_{Ni} F_n}{F_m}$ ove con F_m si è indicato un numero detto fattore di modulazione.

Si dimostra che per rumori caotici nella modulazione di frequenza, rispetto alla modulazione di ampiezza a doppia banda laterale, si ha:

$$F_m = 3\ m^2$$

ove:

m = indice di modulazione = $\frac{\Delta_F}{F_m}$

Δ_F = deviazione di frequenza

f_m = massima frequenza di modulazione.

CAPITOLO 9.

L'ONDA SUPERFICIALE

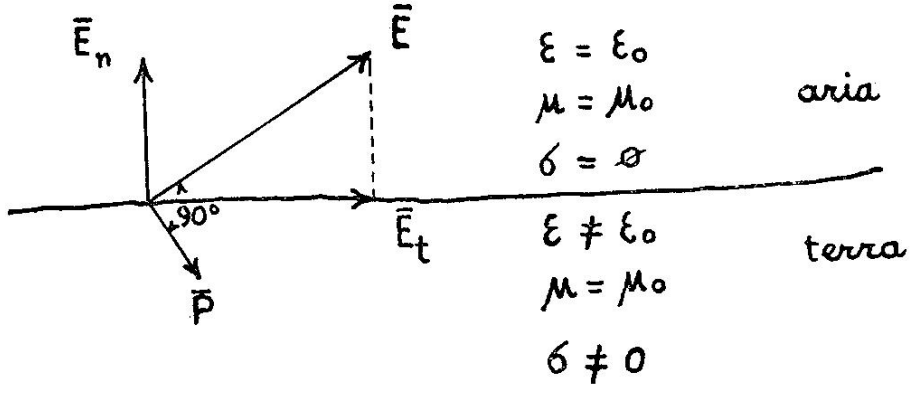
474. Generalità sull'onda superficiale.

L'onda superficiale è presente quando la propagazione delle onde elettromagnetiche avviene nelle vicinanze del suolo.

La presenza di una superficie di costanti elettriche (ε, μ, σ) diverse da quelle dell'aria secca non ionizzata, e sottostante il suolo, fa sì che la intensità di campo elettrico presente in una data località, dovuta ad una sorgente di perturbazione elettromagnetica, subisce, rispetto alla intensità che sarebbe presente (alla stessa distanza dal radiatore) nello spazio libero, in genere, una attenuazione ed uno sfasamento.

Su suolo terrestre si dimostra che:

— qualunque sia la polarizzazione dell'onda incidente, il vettore elettrico rappresentativo del campo, presente il suolo, è inclinato. Ossia esso ha una componente E_E parallela al piano di separazione, generalmente contenuta nel piano di incidenza, che rappresenta potenza elettromagnetica entrante nel suolo (e quindi dispersa ai fini propagativi in quanto convertita in calore dalla conduttività finita terrestre) ed una componente E_t normale al piano di incidenza (che rappresenta potenza irradiata in direzione del ricevitore);



— a parità di lunghezza d'onda λ interessata *l'attenzione supplementare As, dovuta alla presenza del suolo* risulta funzione delle costanti elettriche del suolo (ε, μ, σ) e della distanza R dal radiatore;

— a parità di suolo *l'attenzione supplementare As, dovuta alla presenza del suolo*, risulta funzione della lunghezza d'onda λ e della distanza R dal radiatore.

L'onda superficiale è conveniente alle frequenze comprese fra 1 e 20 mc ed è ottenuta con antenne verticali (a stilo per stazioni mobili, a stilo o ad L rovesciata per stazioni fisse).

Stabilite le condizioni di impiego (tipo di suolo, frequenza, forza cimomotrice, antenne) una radiocomunicazione è possibile ad una distanza R se la intensità di campo che si presume presente alla località di ricezione è almeno uguale a quella minima necessaria per dare, in uscita dal ricevitore, il desiderato rapporto segnale/rumore tipico dell'informazione.

Il rumore prevalente, a queste frequenze, *in assenza di interferenze e di rumori* di *origine industriale*, è quello atmosferico.

In queste condizioni è possibile ottenere, con l'uso dei nomogrammi dati, la determinazione della portata di una radiocomunicazione; ossia la determinazione della massima distanza a cui è possibile ottenere una radiocomunicazione di date caratteristiche.

475. Bollettini di previsione, dati di propagazione editi mensilmente dallo SME e valevoli per l'Italia.

Lo Stato Maggiore dell'Esercito compila, per quanto riguarda la onda superficiale, dei bollettini mensili relativi alla portata in chilometri di radiocollegamenti, di cui un esempio è in figura 75-3.

Il bollettino in questione è ottenuto manipolando opportunamente analoghi dati presentati mensilmente da un bollettino edito negli USA (SHORT DISTANCE RADIO PROPAGATION CHARTS FOR USE IN THE MEDITERRANEAN AREA).

I dati presentati:

— sono validi nella zona del Mediterraneo (compresa fra 35° e 43° di lat. Nord e fra 10° Ovest e 45° Est di longitudine, rispetto al meridiano di Greenwich) (fig. 75-1 e 75-2);

— sono validi per il mese cui si riferiscono;

— sono emessi con un mese di anticipo;

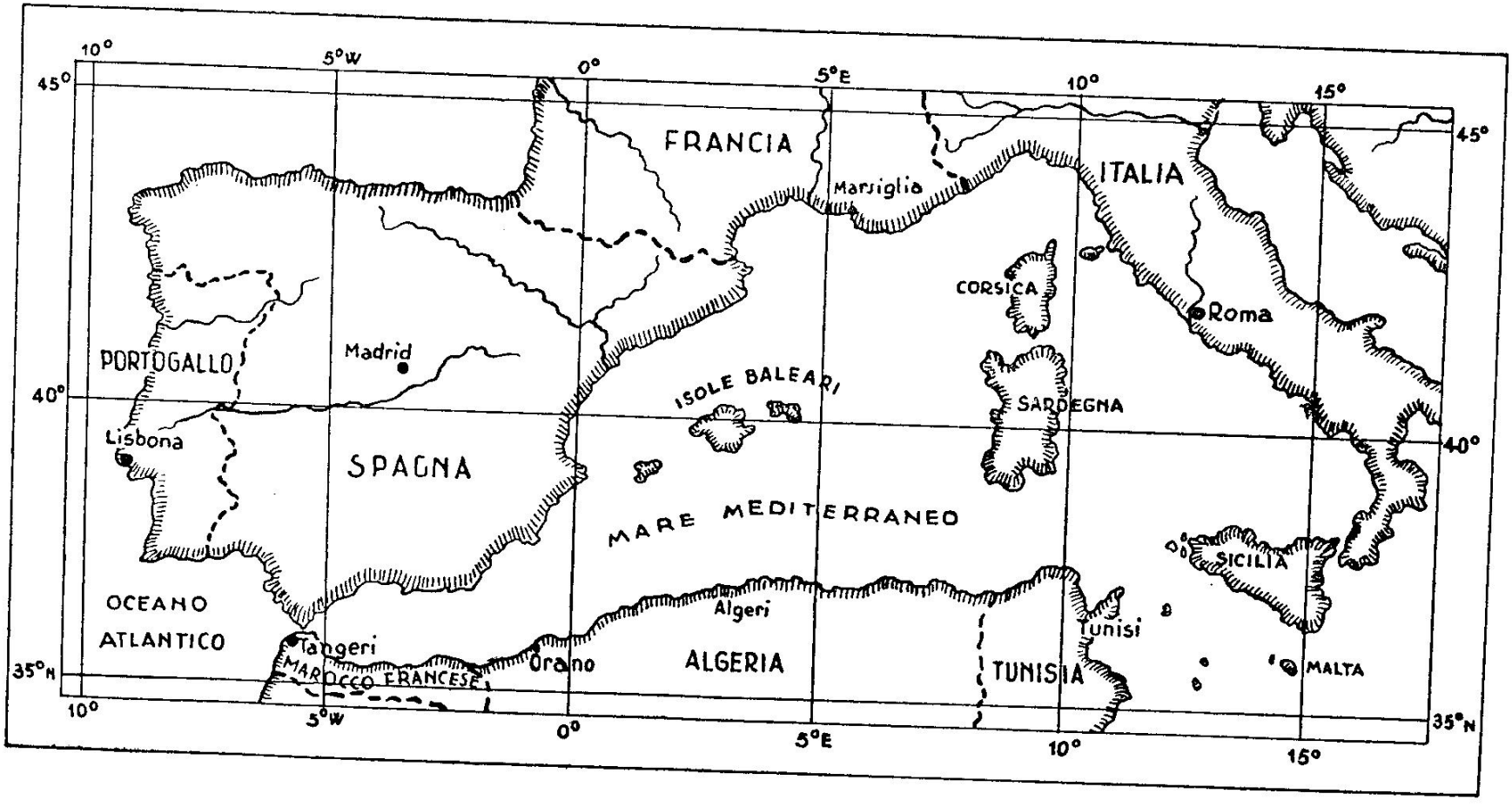

10°
5°W
0°
5°E
10°
15°
45°
40°
35°N
FRANCIA
Marsiglia
ITALIA
CORSICA
Roma
PORTOGALLO
Madrid
ISOLE BALEARI
SARDEGNA
Lisbona
SPAGNA
MARE MEDITERRANEO
SICILIA
OCEANO
ATLANTICO
Algeri
Tunisi
Tangeri
MAROCCO FRANCESE
Orano
ALGERIA
TUNISIA
MALTA

FIG. 75/1.

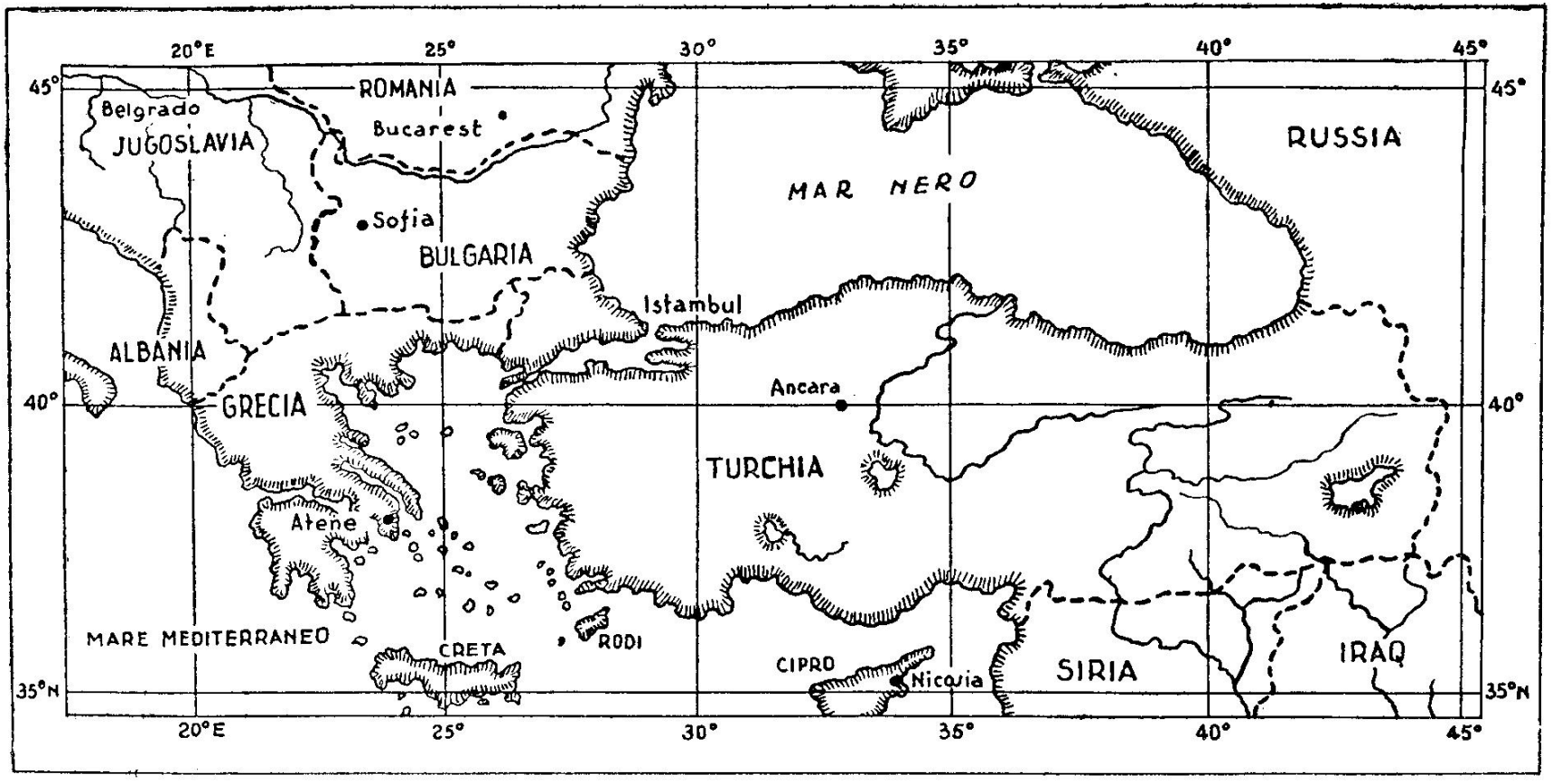

20°E
25°
30°
35°
40°
45°
45°
40°
35°N
ROMANIA
Belgrado
JUGOSLAVIA
Bucarest
RUSSIA
MAR NERO
Sofia
BULGARIA
Istambul
ALBANIA
GRECIA
Ancara
TURCHIA
Atene
MARE MEDITERRANEO
CRETA
RODI
CIPRO
Nicosia
SIRIA
IRAQ

FIG. 75/2.

STATO MAGGIORE ESERCITO

OBAT (IX - 56)

IN VIGORE DAL 1° GIUGNO 1956 ore 0001A

ORDINARIO

DOC II - D (24
(pag. 1 con ϕ allegati)

ANTENNA	FREQUENZA MHZ	RADIOTELEFONIA								RADIOTELEGRAFIA MANUALE							
		GIORNO				NOTTE				GIORNO				NOTTE			
		POTENZA IN WATT								POTENZA IN WATT							
		10	25	100	400	10	25	100	400	10	25	100	400	10	25	100	400
STILO DA MT 4-50	1.5	43.5	51.5	69,2	91.7	4,8	6,4	10	12.8	10,14	117,5	149.7	193,2	14,5	18	24	33.8
	2	35.4	43.5	59.6	80.5	4,43	5 6	8	12	88.5	104.6	145,2	173.8	12	15.3	21	30,6
	3	29	35,4	48.3	66	4.8	6.4	10	13,7	70.8	85,3	111	145	14.5	18	24	33,8
	4	22,5	27.4	37	51.5	5.6	7.3	10	14,5	54,7	66	87	114,3	15.3	19.3	25.7	35.4
	5	17	21	274	38.6	5.6	7. 3	10.46	13.7	43.5	51.5	67.6	90	14 5	18	25.7	35 4
	7	11.3	14. 5	19 3	27 4	6.4	8	12	16	29	35.4	48.3	66	18	22 5	30.6	41 8
	10	8 85	11.3	15, 3	21	6.4	8	11 3	16	22.5	27.4	38.6	51 5	17	21	29	40.2
	12	8	10.5	14.5	21	7 3	8.85	12.8	18	22.5	27 4	37	48.3	18	22.5	32.2	41 8
	15	10	12	16	22.5	8	10,46	14 . 5	19.3	24.15	30.6	40.2	53	21	25,7	35.4	48.3
	20	14.5	18	24.15	32.2	12	14.5	21	29	33.8	41.8	54.7	70.8	27.4	37	48.3	62.8
L ROVESCIATA DA MT 7,5+7.5	1 5	56.35	67. 6	91.7	120.75	8	10	12.8	18	127	151.3	193.2	236.7	19.3	24.15	33.8	45
	2	50	61 2	83.7	119.5	7.3	8.85	12	16	116	140	176	216	18	22.5	30.6	41 8
	3	43.5	53	72.45	96.6	8	10.46	14.5	21	106.2	122.4	154.6	176	22.5	27.4	37	50
	4	33.8	41.8	56.35	75.7	8.85	11.3	15.3	21	83.7	96.6	140	156.2	24	29	38.6	53
	5	24	30.6	41 8	56.35	8	10.46	14.5	21	58	72.45	93.4	119	22.5	27.4	37	50
	7	14.5	19.3	27.4	37	8.85	11.3	16	22.5	40.2	48.3	64 4	83.7	25.7	30.6	40.2	54.7
	10	11.3	14.5	19 3	27.4	8	10.46	14.5	21	29	35.4	46.7	61.2	22.5	27.4	37	50
	12	4.35	4 8	7.2	10	3.2	4	5 6	8	11.3	12.8	18	24.15	8.85	11.3	15.3	21
	15	7.3	8.85	12.8	18	6.4	8	11.3	14.5	18	22.5	32.2	43.5	18	21	29	38.6
	20	18	22.5	30.6	40.2	14.5	19.3	25.7	35.4	43.5	51.5	66	82	38.6	45	58	74

FIG. 75/3.

— sono calcolati per antenne eguali, in trasmissione ed in ricezione;

— sono calcolati con la supposizione che è presente solo il rumore atmosferico e quello di apparato. Se, perciò, sono presenti altre fonti di rumore o di interferenze le portate effettivamente ottenute possono essere notevolmente inferiori a quelle desunte dal bollettino;

— sono calcolati per il massimo grado di fiducia (radiocomunicazione che si effettui per il 90 % del tempo totale) in quanto è stata considerata, nel determinare la portata, la condizione più sfavorevole;

— si riferiscono a radiocomunicazioni da punto a punto. Essi, cioè, sono calcolati per il minimo rapporto segnale–rumore necessario perchè sia comprensibile l'informazione;

— per un suolo di tipo asciutto.

E ammessa, per i valori più vicini, l'interpolazione lineare.

Da quanto detto è possibile che in particolari ore (più favorevoli) si possono ottenere risultati migliori del previsto; è altrettanto probabile (per interferenze, per temporali, ecc.) che si possano ottenere risultati peggiori. Essi, però, danno delle preziose speditive indicazioni al progettista di radiocomunicazioni nei riguardi dei parametri che influenzano la trasmissione dell'informazione (potenza, frequenza, tipo di informazione adatta, ecc.).

475-1. Esempio di impiego del bollettino mensile di previsione, dati di propagazione per onda superficiale.

Si desideri conoscere la portata di una stazione radio impiegata come appresso:

Potenza alimentazione antenna	:	200 watt
Tipo di suolo	:	asciutto
Tipo di antenna trasmittente	:	a stilo vert. da mt 4,50
		» » »
Tempo	:	mese di giugno 1956
Zona	:	Italia
Tipo di radiocomunicazione	:	radiotelegrafia manuale ad onde persistenti
Frequenza di lavoro	:	mc 5

Soluzione: dalla figura 75–3 risulta :

— Portata a 5 mc 100 watt, radiotel. manuale, giorno = km 67,6;
— Portata a 5 mc 400 watt, radiotel. manuale, giorno = km 90;
— Portata a 5 mc 100 watt, radiotel. manuale, notte = km 25,7;
— Portata a 5 mc 400 watt. radiotel. manuale, notte = km 35,4.

La interpolazione lineare fra i dati presentati dà luogo a:
— Portata a 5 mc 200 watt, radiotel. manuale, giorno = km 75; notte = km 29.

CAPITOLO 10.

L'ONDA RIFLESSA

476. Generalità sull'onda riflessa.

L'onda riflessa è un'onda che giunge al ricevitore dopo aver subito una riflessione su superficie adatta; in genere l'onda riflessa non giunge mai sola alla località ricevente, ma insieme all'onda diretta (detta anche troposferica).

La superficie, di riflessione delle onde elettromagnetiche è in genere il suolo che:

— ha una conduttività finita, per cui l'ampiezza dell'onda riflessa è in genere inferiore a quella dell'onda incidente, in quanto parte dell'energia incidente penetra nel suolo (onda rifratta);

— si comporta capacitivamente, per cui l'onda riflessa è in ritardo rispetto all'onda incidente, ossia fra le due onde è presente una fase introdotta dalla riflessione;

— è rugoso, per cui ad un fascio di raggi paralleli incidente può corrispondere un fascio di raggi, non più paralleli, riflesso.

I problemi inerenti all'onda riflessa sono:

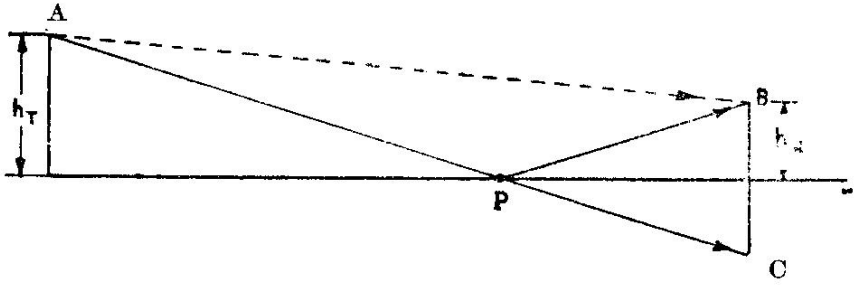
— determinazione dell'area terrestre interessata alla riflessione;

— determinazione dell'ampiezza e della fase dell'onda riflessa, rispetto all'onda incidente.

476–1. *Determinazione dell'area di riflessione.*

Se il suolo può considerarsi piano e liscio l'area di riflessione si limita ad un punto P ottenibile congiungendo il punto A, che individua la località trasmittente, con il punto C immagine speculare di B, il quale individua la località di ricezione.

L'incontro del segmento AC con la retta r, che individua il suolo, è il punto cercato.



Se il suolo è piano ma rugoso non si può parlare di punto di riflessione, in quanto l'intensità di campo nella località di ricezione è dovuta anche al concorso dei punti intorno a P, che danno luogo a raggi di propagazione aventi fasi differenti, a causa dei differenti percorsi da ciascun raggio effettuato.

Sono utili, alla riflessione, i punti per i quali la differenza di percorso tra raggi da essi riflessi e raggio riflesso centrale, è al più di una mezza onda, punti che sono compresi in una ellisse detta di Fresnel.

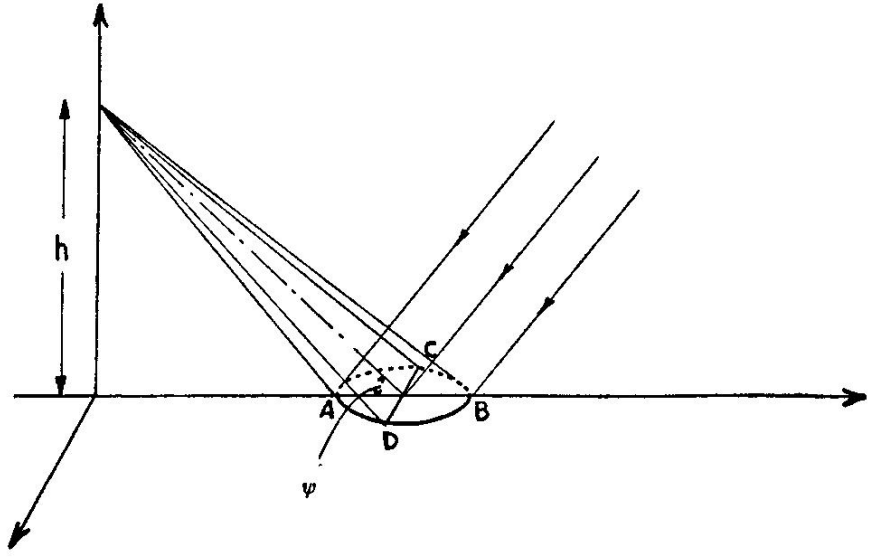
I punti compresi entro l'ellisse di Fresnel danno luogo a raggi che giungono alla località di ricezione con fasi tali da dare luogo ad un aumento del campo totale.

Se per semplicità si possono considerare paralleli i raggi provenienti dal punto distante, le dimensioni degli assi dell'ellisse di Fresnel sono:

$$\overline{AB} = \sqrt{\frac{\lambda^2 + 4\lambda h \operatorname{sen} \psi}{\operatorname{sen}^2 \psi}} \quad ; \quad \overline{CD} = 2\sqrt{\frac{\lambda h}{\operatorname{sen} \psi}} \qquad [76\text{–}1]$$

ove:

h = altezza dal suolo del punto ricevente;
ψ = angolo di elevazione del fascio;
λ = lunghezza d'onda interessata.



Se il suolo può considerarsi sferico liscio (superficie del mare, ad es.) la determinazione del punto di riflessione comporta la risoluzione di un'equazione di 3° grado.

Si rimanda alla letteratura in proposito, per le soluzioni da adottare.

In tal caso un fascio di raggi compreso entro un angolo α_1, che incida su superficie sferica liscia. risulta dopo la riflessione, compreso entro un angolo α_2 maggiore dell'angolo α_1; il fascio di raggi riflesso è *divergente* e l'ampiezza dell'onda riflessa risulta diminuita. Il fattore di divergenza su terra sferica fu calcolato da Van der Pool. Se il suolo si presenta sferico e rugoso (come nella maggior parte dei radiocollegamenti su terra) bisogna tracciare il profilo terrestre interposto fra le località trasmittenti e riceventi. In tal caso conviene adottare lo stampato come da allegato (fig. 76–1), in cui come ascissa è impiegato il raggio terrestre equivalente. (Lo stampato può essere chiesto, se necessario, al Centro Tecnico delle Trasmissioni).

476–2. *Determinazione dell'ampiezza e della fase dell'onda riflessa.*

Se il suolo è rugoso (come avviene nella maggior parte dei casi pratici) è necessario determinare se i raggi compresi entro l'area di riflessione danno luogo ad un'onda *di non trascurabile importanza.*

Se l'onda riflessa, infatti, è costituita da raggi che giungono nella località di ricezione ciascuno con fase arbitraria, il contributo totale dell'onda riflessa è estremamente piccolo e può essere trascurato.

Si adotta, in tal caso, il criterio di Ragleigh, stabilito dall'autore in ottica. Detto ψ l'angolo di elevazione dell'onda di lunghezza λ. se le accidentalità medie H della superficie terrestre comprese entro l'area di riflessione (par. 476–1) soddisfano alla disuguaglianza:

$$H \leq \frac{\lambda}{16 \text{ sen } \psi} \qquad [76–2]$$

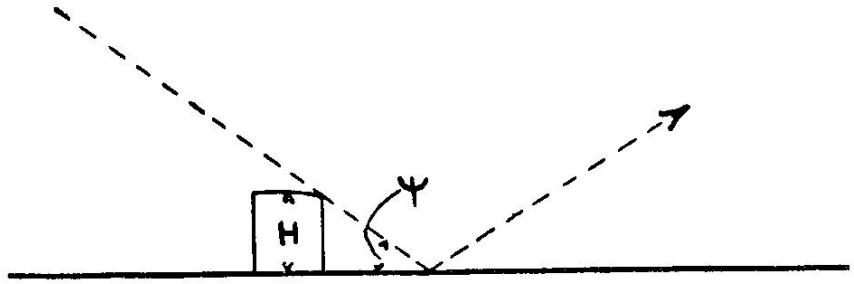
il suolo può considerarsi riflettente e l'onda riflessa ha pratica importanza.

Se può considerarsi sen $\psi = \backsim \psi$ la [76–2] diventa:

$$H \leq \frac{\lambda}{16\ \psi} \qquad [76–3]$$

Dalla [76–2] appare che:

— a parità di angolo di elevazione (ψ) all'aumentare della lunghezza d'onda λ aumenta la possibilità che il suolo dia luogo a buone riflessioni, in quanto l'altezza degli ostacoli naturali (alberi, case, lievi avvallamenti del terreno) può soddisfare la [76–2;]



— a parità di lunghezza d'onda λ al diminuire dell'angolo di elevazione ψ suoli mossi non impediscono la riflessione.

L'indagine relativa al comportamento del suolo va effettuata soprattutto:

— nell'onda diffratta, onde individuare se l'area relativa alla sommità dell'ostacolo è compresa nell'ellisse di Fresnel onde giudicare se la diffrazione è su spigolo.

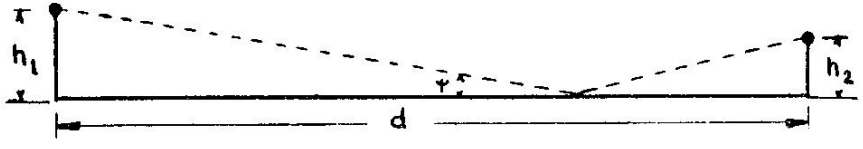
Se la sommità dell'ostacolo può dare luogo ad onda riflessa di non trascurabile importanza (ciò avviene se l'area compresa sulla sommità è più grande della zona di Fresnel) le equazioni relative alla diffrazione si complicano notevolmente:

— nell'onda spaziale, per individuare la possibilità che il suolo dia luogo a riflessioni importanti.

477. Applicazioni dell'onda riflessa.

477–1. Sia dato un radiocollegamento avente le seguenti caratteristiche:

$h_1 = 900$ mt $\qquad h_2 = 700$ mt $\qquad d = 10$ km $\qquad \lambda = 3$ mt



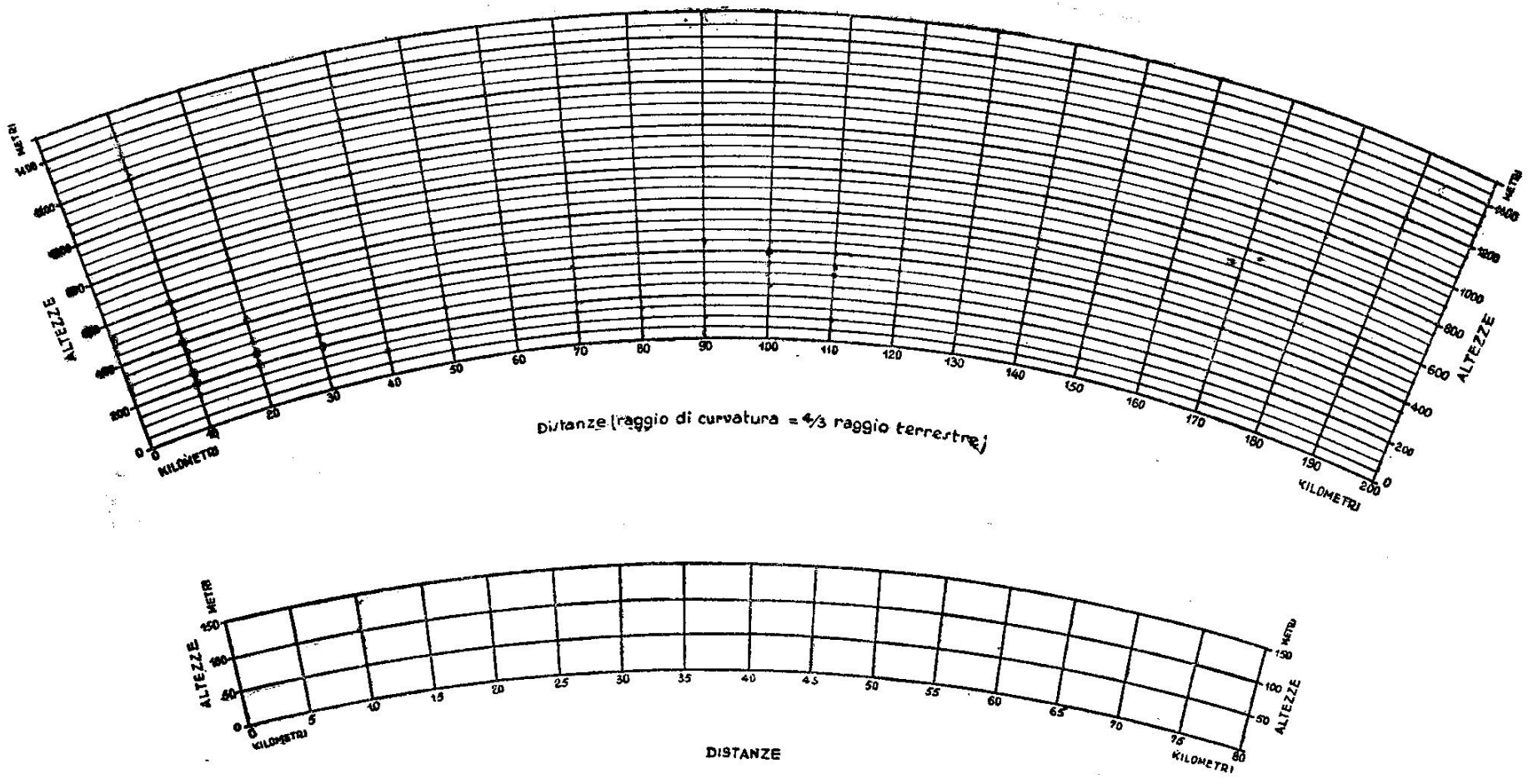


FIG. 76–1.

(*Nota*: la figura indica solo il tipo di stampato da adottare)

Considerando la superficie terrestre piana, data la breve distanza fra gli apparati, si ha:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{h_1 + h_2}{d} = \frac{1600}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,16$$

$$\operatorname{sen} \psi = \simeq \psi = \simeq \psi \text{ rad.} = \simeq 9^0$$

$$\frac{\lambda}{16 \operatorname{sen} \psi} = \frac{3}{16 \cdot 0,16} = 1,1 \text{ mt.}$$

Se nel punto di riflessione sono presenti degli alberi di alto fusto ($H > 1,1$ mt) essi *ostacoleranno la riflessione.*

477–2. Lo stesso radiocollegamento esaminato nel paragrafo 477–1 mpieghi una lunghezza d'onda $\lambda = 300$ mt.

In tal caso si ha:

$$\frac{\lambda}{16 \operatorname{sen} \psi} = \frac{3}{16 \cdot 0,16} = 110 \text{ mt.}$$

La presenza di alberi di alto fusto nel punto di riflessione *non ostacolerà la riflessione.*

477–3. Si esamini il comportamento del suolo terrestre nell'impiego di un radar da scoperta ($\lambda = 10$ cm) la cui antenna sia alta mt 20 dal suolo.

I radars da scoperta hanno il fascio radente rispetto al suolo: in tal caso l'angolo di elevazione tende a zero, le dimensioni AB e CD dell'ellisse di Fresnel sono molto grandi (76–1) e grandi altezze H delle accidentalità terrestri comprese entro un'area suddetta non ostacolano la riflessione.

CAPITOLO 11.

L'ONDA DIRETTA O TROPOSFERICA

478. Generalità sull'onda diretta o troposferica.

Un'onda diretta o troposferica è possibile:

— allorchè l'onda superficiale e l'onda ionosferica hanno trascurabile importanza: ciò avviene alle frequenze maggiori di 20 mc/sec in quanto l'onda superficiale risulta rapidamente attenuata a breve distanza dal radiatore mentre l'onda ionosferica ha scarse probabilità di essere riflessa al suolo;

— allorchè le antenne trasmittenti e le corrispondenti riceventi sono in visibilità elettromagnetica. In genere è indispensabile che anche il primo ellissoide di Fresnel (definito nell'onda diffratta) sia libero;

— allorchè il suolo *non può dare luogo a raggi riflessi* di una certa importanza. Ciò avviene se l'altezza H delle rugosità terrestri comprese entro l'area di riflessione già definita nel caso dell'onda riflessa (par. 476) soddisfa alla nota identità stabilita dal Rayleigh;

$$R \geq \frac{\lambda}{16 \operatorname{sen} \psi} \qquad [76\text{–}2]$$

L'onda diretta o troposferica:

— segue le leggi della propagazione e. m. nello spazio libero;

— è affetta da notevoli fluttuazioni (in Italia nell'ordine di 10 — 20 *db*) a causa di riflessioni multiple su strati atmosferici ad indice di rifrazione variabile bruscamente con l'altezza;

— viene incurvata, normalmente verso il basso, a causa della variazione, con l'innalzarsi dal suolo, della pressione, umidità e temperatura dell'aria. Detta variazione fa sì che l'indice di rifrazione troposferico sia variabile con l'altezza dal suolo e che risultino, normalmente, in visibilità elettromagnetica due antenne che altrimenti non lo sarebbero.

Se l'atmosfera è normale ($R_{10} = \frac{4}{3} R_0$) per individuare le condizioni di visibilità si può disegnare il profilo del suolo interposto su carta che tenga conto del raggio equivalente terrestre, carta di cui un esempio è in figura 76–1.

478–1. *Esempio di onda troposferica.*

Si abbia una radiocomunicazione avente le seguenti caratteristiche:

— frequenza portante = 2000 mc/sec;
— banda di modulazione: da 60 a 300 KHz (60 canali telef.).
— tipo di modulazione: di frequenza con indice $m = 5$;
— fattore di rumore del ricevitore: $F_n = 20$ (15 *db*);
— potenza nominale del trasmettitore: $P_T = 2$ W (33 *dbm*);
— attenuazione feeders trasmittente: $H_T = -3$ *db*;
— attenuazione feeders ricevente: $H_R = -3$ *db*;
— guadagno antenna trasmittente sul dipolo $\lambda/2$: $G_T = 33$ *db*;
— guadagno antenna ricevente sul dipolo $\lambda/2$: $G_R = 33$ *db*;
— larghezza di banda a radiofrequenza: $B = 6$ mc/sec;
— mezzo di propagazione: spazio libero (onda troposferica);
— rapporto segnale/rumore da assicurare all'uscita del ricevitore

$$\frac{P_{Tu}}{P_{Nu}} = 48 \text{ db}.$$

Si ha:

— potenza di rumore equivalente all'ingresso del ricevitore:

$$\frac{P_{Ni} F_n}{F_m} = \frac{4 \cdot 10\text{–}21 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 20}{75} = 6{,}4 \cdot 10\text{–}15 \text{ watt} =$$

$$= -142 \text{ dbw} = -112 \text{ dbm};$$

— potenza di segnale minima da assicurare all'ingresso del ricevitore (in assenza di fading) onde ottenere un rapporto segnale/rumore di uscita uguale a 48 *db:*

$$\div 48 \text{ db} - 112 \text{ dbm} = -64 \text{ dbm};$$

— potenza di segnale minima da assicurare all'ingresso del ricevitore in presenza di fading di presumibili 20 *db:*

$$P_R = -64 \text{ dbm} + 20 \text{ db} = -44 \text{ dbm}$$

— equivalente del radiocollegamento

$$(T)_{db} = \frac{P_T}{P_R}_{db} = 33 \text{ dbm} - (-44 \text{ dbm}) = 77 \text{ db}$$

— portata degli apparati *nelle condizioni di impiego previste:*

$$77 \text{ db} = 78 + 20 \log_{10} R(\text{km}) + 3 \text{ db} + 3 \text{ db} - 33 \text{ db} + 33 \text{ db} + 16{,}5 \text{ db}$$

Portata $R = 133$ km.

L'esempio consente di porre in luce:

— l'importanza del fattore di modulazione F_m (19 *db*). Se si impiegasse al posto della modulazione di frequenza, quella di ampiezza a doppia banda laterale, ed a parità delle altre variabili, si avrebbe:

— potenza di rumore equivalente all'ingresso del ricevitore:

$$P_{Ni} F_n = 4 \cdot 10\text{-}21 \cdot 6 \cdot 10\text{-}6 \cdot 20 = 48 \cdot 10\text{-}14 \text{ watt.}$$
$$= -123 \; dbw = -93 \; dbm;$$

— potenza di segnale minima da assicurare all'ingresso del ricevitore onde ottenere un rapporto segnale/rumore di uscita di 48 *db* (in assenza di fading):

$$+ 48 \; db - 93 \; dbm = -45 \; dbm;$$

— potenza di segnale minima da assicurare all'ingresso del ricevitore in presenza di fading di presumibili 20 *db*;

$$P_R = -45 \; dbm + 20 \; db = -25 \; dbm;$$

— equivalente del radiocollegamento:

$$T = \frac{P_T}{P_R}_{db} = 33 \; dbm - (-25 \; dbm) = 58 \; db;$$

— portata degli apparati delle condizioni di impiego previste;

$$58 \; db = 78 + 20 \log_{10} R(\text{km}) + 3 \; db + 3 \; db +$$
$$- 33 \; db - 33 \; db + 16{,}5 \; db; \quad R = 13{,}3 \; km;$$

— l'importanza del guadagno delle antenne. Se si impiegassero a parità delle altre condizioni, antenne trasmittenti e riceventi con guadagno di 23 *db*, la portata nel primo caso diverrebbe di 13 km;

— l'importanza della lunghezza del feeders a radiofrequenze, che sottraggono 6 *db* alla potenza in gioco (riducono detta potenza ad ¼).

CAPITOLO 12.

L'ONDA *VHF* ENTRO (ONDA SPAZIALE) ED OLTRE LA VISIBILITÀ

479. Generalità sull'onda *VHF*.

L'onda spaziale è un'onda elettromagnetica risultante dalla composizione di un raggio diretto (che giunge all'antenna ricevente direttamente attraverso la troposfera) e di un raggio riflesso (che giunge all'antenna ricevente dopo aver subito una riflessione su superficie adatta, di solito sul suolo). L'onda spaziale è possibile:

— allorchè le antenne ricetrasmittenti sono in visibilità elettromagnetica è quando il suolo riflette in effetti una onda verso l'antenna ricevente. (Da quanto detto nel par. 476 appare che se l'altezza H delle rugosità terrestri è $< \frac{\lambda}{16 \operatorname{sen} \psi}$ il suolo può dare riflessioni);

— allorchè le antenne sono « alte » (nel confronti della lunghezza d'onda) rispetto al suolo.

Quanto detto è fisicamente realizzabile alle frequenze maggiori di 20 mc/sec ($\lambda < 15$ metri) a cui l'altezza dei sostegni delle antenne è una frazione apprezzabile della lunghezza d'onda. Alle frequenze *VHF* sia l'onda superficiale che l'onda ionosferica hanno importanza trascurabile. Inoltre:

— all'uso di antenne filari tende a sostituire l'uso di antenne a caratteristiche superficiali. Tale indirizzo è determinato dalla circostanza che (par. 454) allorchè la lunghezza d'onda è piccola, un'antenna lineare (ad esempio un dipolo) ha una area equivalente A_R così ridotta che le sue attitudini captanti sono minime agli effetti della ricezione;

— l'effetto capacitivo del suolo prevale nettamente sull'effetto conduttivo (il suolo cioè si comporta sempre più come buon dielettrico). Ciò determina che, soprattutto per raggi di propagazione radenti (φ tendente a zero), il comportamento dell'onda, per ambedue le polarizzazioni, è simile a quello che si avrebbe su di un piano perfettamente dielettrico; ambedue le polarizzazioni subiscono una completa inversione di fase, e (soprattutto la polarizzazione orizzontale) quasi nessuna riduzione di ampiezza.

L'onda *VHF* è particolarmente utile per:

— evitare interferenze di stazioni molto distanti (interferenze nella banda *HF* provocate dal ritorno al suolo di raggi ionosferici; detto ritorno nella banda *VHF* è estremamente improbabile);

— aumentare la segretezza delle radiocomunicazioni, sia in quanto non esiste l'onda ionosferica, sia perchè le onde *VHF* (e *UHF*) subiscono grandi attenuazioni se la libera visuale è intercettata da ostacoli. Pur tuttavia esistono casi di propagazione *VHF* (ed *UHF*) « guidata » dovuti a riflessioni nella troposfera che avvengono con meccanismo simile a quello delle riflessioni ionosferiche, anche se generate da cause differenti;

— evitare l'effetto delle perturbazioni atmosferiche (rumore atmosferico non presente a queste frequenze);

— ottenere un servizio di desiderata qualità indipendentemente dal tempo (il rumore presente, quello di apparato, è indipendente dal tempo);

— evitare che nella scelta delle frequenza da adoperare si debba preferire alcune frequenze (es. le FOT) con l'inevitabile congestionamento di queste ultime;

— poter effettuare la ripetizione delle frequenze fra gli utenti (distanziando opportunamente nello spazio le frequenze assegnate) con relativa sicurezza di non provocare interferenze;

— poter disporre di gran numero di canali radio;

— poter trascurare le prese di terra necessarie alla banda *HF*;

— poter impiegare, a causa della maggiore grandezza di spettro che si può assegnare ad ogni canale radio, sistemi di modulazione che possono introdurre elevati fattori di modulazione (modulazione di frequenza, ad impulsi) che si traducono, a parità di altre condizioni, in minori potenze da impiegare nella località trasmittente.

D'altra parte i principali inconvenienti dell'onda *VHF* sono:

— è inecessario, per ottenere la propagazione dell'informazione a distanze maggiori di quella visibilità, ritrasmettere l'informazione stessa;

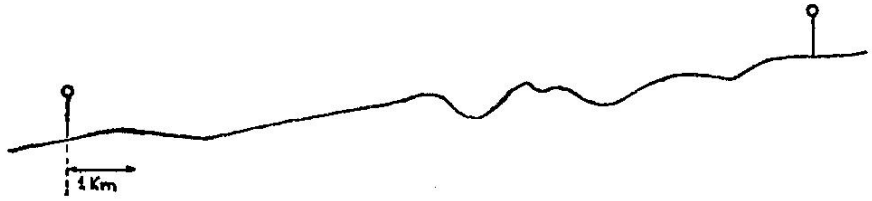
— è di somma importanza che le antenne siano « alte » rispetto al suolo per cui qualche volta è critico l'impianto dei sistemi di antenna in *VHF* (ed *UHF*);

— è necessario ricavare i profili della superficie terrestre interessata onde ottenere delle ragionevoli previsioni nella stima del comportamento dei circuiti radio.

Gli indiscussi pregi delle onde *VHF* (ed *UHF*) hanno orientato la tecnica delle radiocomunicazioni ad impiegare un numero crescente di circuiti di questo tipo.

Per effettuare la previsione del comportamento di un circuito radio si presentano i nomogrammi del manuale TM 11-486, che forniscono

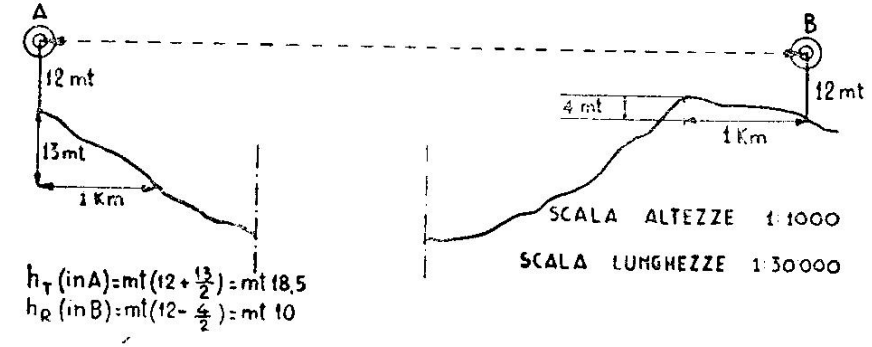
la intensità di campo presente, per onda *VHF*, ad una data distanza dal radiatore, *in funzione del profilo terrestre interessato* e qualora sono assunte alcune condizioni di riferimento; saranno date in seguito le norme per passare da queste condizioni a quelle effettive. I nomogrammi sono compilati in funzione della gamma di frequenza interessata ed in funzione dell'altezza effettiva delle antenne dal suolo.



L'altezza effettiva di una antenna è la distanza tra il centro dell'antenna ed il suolo, se il suolo sottostante è per circa 1 km parallelo, in direzione dell'antenna corrispondente alla congiungente le due antenne.

L'altezza effettiva dell'antenna in figura è quella del suo albero di sostegno.

L'altezza effettiva di una antenna posta invece su di un terreno vario può assumere eguale a quella del suo sostegno più (o meno) la metà della differenza in altezza tra la base del sostegno di antenna e la quota del suolo alla distanza di circa 1 km lungo la direzione di propagazione dell'energia elettromagnetica. Il segno + sarà usato allorchè il suolo degrada in direzione della corrispondente antenna, il segno — invece sarà usato allorchè il suolo si eleva in direzione della antenna corrispondente.



480. Intensità di campo presente nella località di ricezione, nelle condizioni di riferimento.

480–1. *Altezza effettiva di entrambe le antenne (trasmittente e ricevente) dal suolo sottostante, inferiore ai metri 150 (cinquecento piedi).*

Le condizioni del radiocollegamento assunte in questo caso, condizioni per cui si possono adoperare le figure da 80–1 a 80–4 sono:

— altezza dell'antenna trasmittente: mt 12 (quaranta piedi) dalla superficie del suolo sottostante;

— altezza del punto di cui si valuta la intensità di campo presente: mt 12 (40 piedi) dalla superficie del suolo sottostante;

— tipo di antenna trasmittente: dipolo mezz'onda ($G'_T = 1{,}63$);

— forza cimomotrice massima dell'antenna trasmittente: 7 volt (detta forza cimomotrice è quella massima presentata da un dipolo mezz'onda, antenna di riferimento, alimentato da una potenza di circa 1 watt).

Per le dette condizioni di riferimento, con l'uso delle figure da 80–1 a 80–4 si può stimare, con un procedimento grafico, la intensità di campo (colonna 5) che presumibilmente sarà presente alla località di ricezione allorchè è conosciuto il profilo terrestre interessato dal radiocollegamento (colonna 1–2–4), il tipo di polarizzazione ed il suolo interposto (colonna 4) e la frequenza impiegata (figura).

Il profilo terrestre (di cui due esempi disegnati, per semplicità, su carta quadrettata linearmente) sono dati in figura 80–5, è necessario individuare se il radiocollegamento avviene o meno in visibilità, e per conoscere la misura di varie distanze da introdurre nei nomogrammi di cui si è detto. Le operazioni da fare sono:

— si tracci su carta millimetrata o meglio sulla carta per profili terrestri, il profilo del suolo lungo la congiungente i punti *A B* (punti ove si ha in progetto di impiantare i sostegni delle antenne), usando i dati ottenuti da una carta topografica. Nel fare ciò è conveniente adoperare due scale diverse per le distanze e le altezze, (queste ultime possono essere valutate da una quota presa come riferimento, a cui può essere assegnato il valore zero) in quanto ciò è di grande aiuto per il prosieguo del lavoro;

— si tracci la tangente al profilo terrestre, tangente condotta per la base dell'albero di una antenna (in figura *AC*);

— si tracci la tangente al profilo terrestre, condotta per la base dell'albero dell'altra antenna (in fig. *BC*);

— si congiungano i punti *A B* e si ricavi dal conseguente triangolo *ABC* la distanza *D* fra le basi d'antenna e la distanza D_1 fra il punto

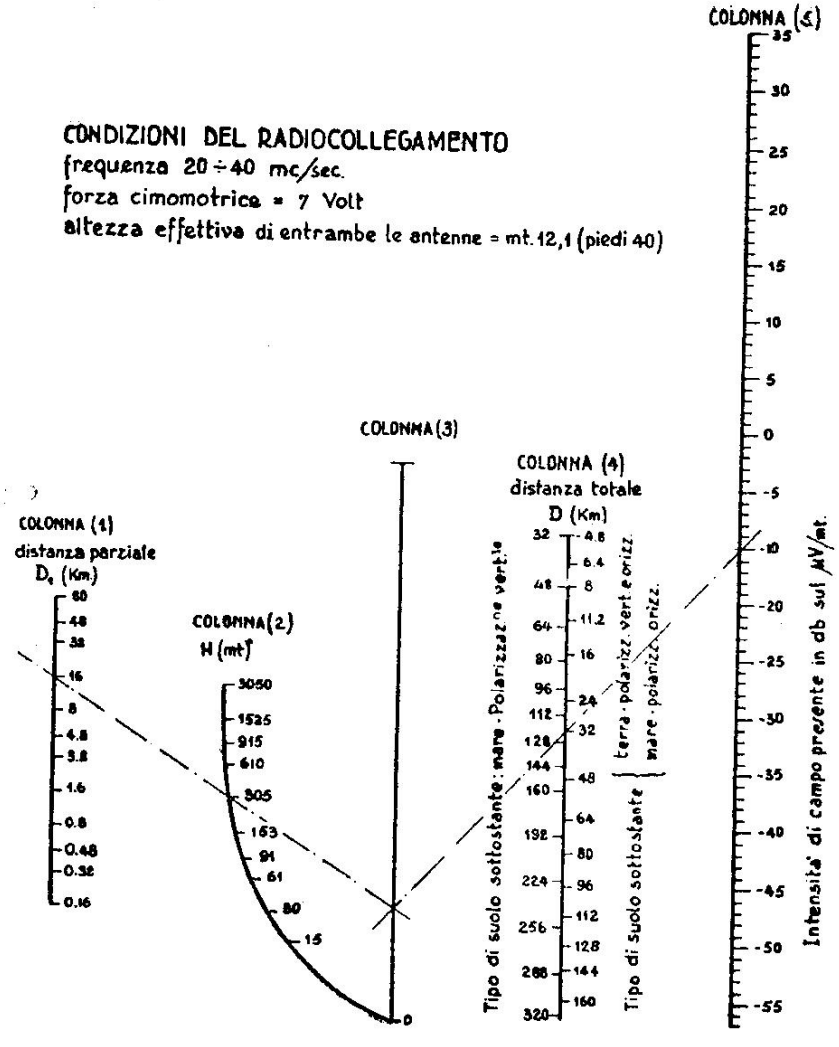


FIG. 80–1 – *Intensità di campo presente alla località ricevente per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

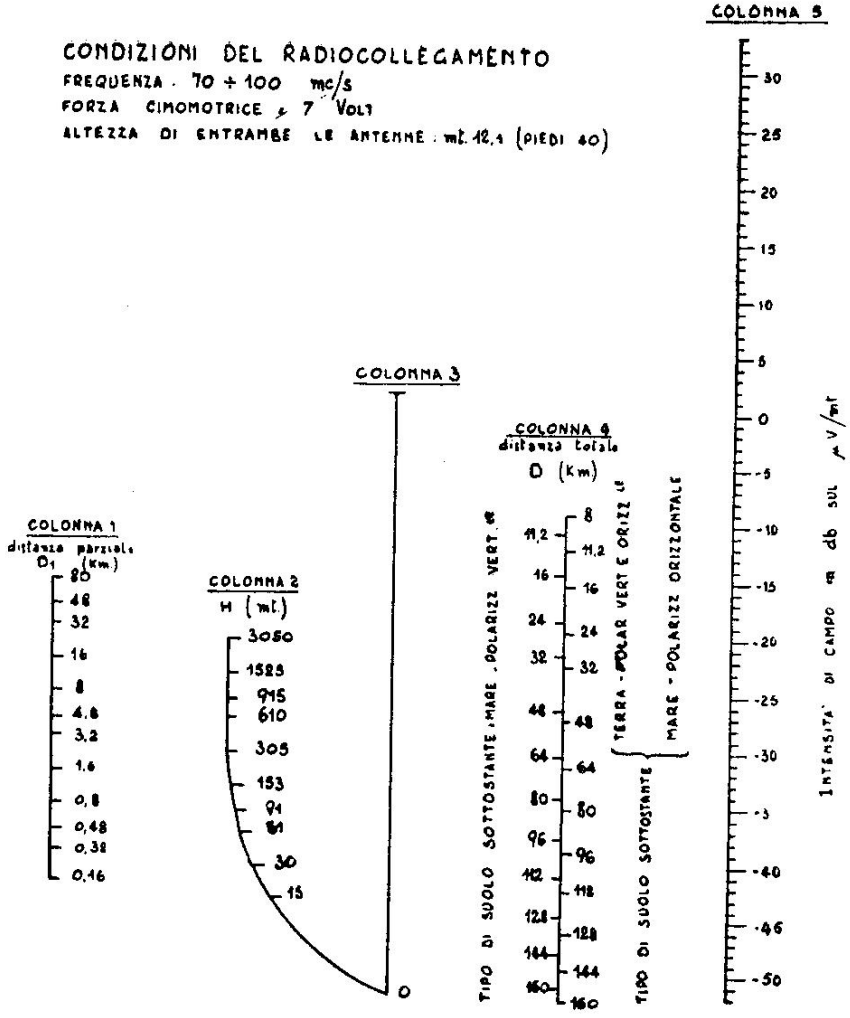


FIG. 80–2 – *Intensità di campo presente alla località ricevente per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

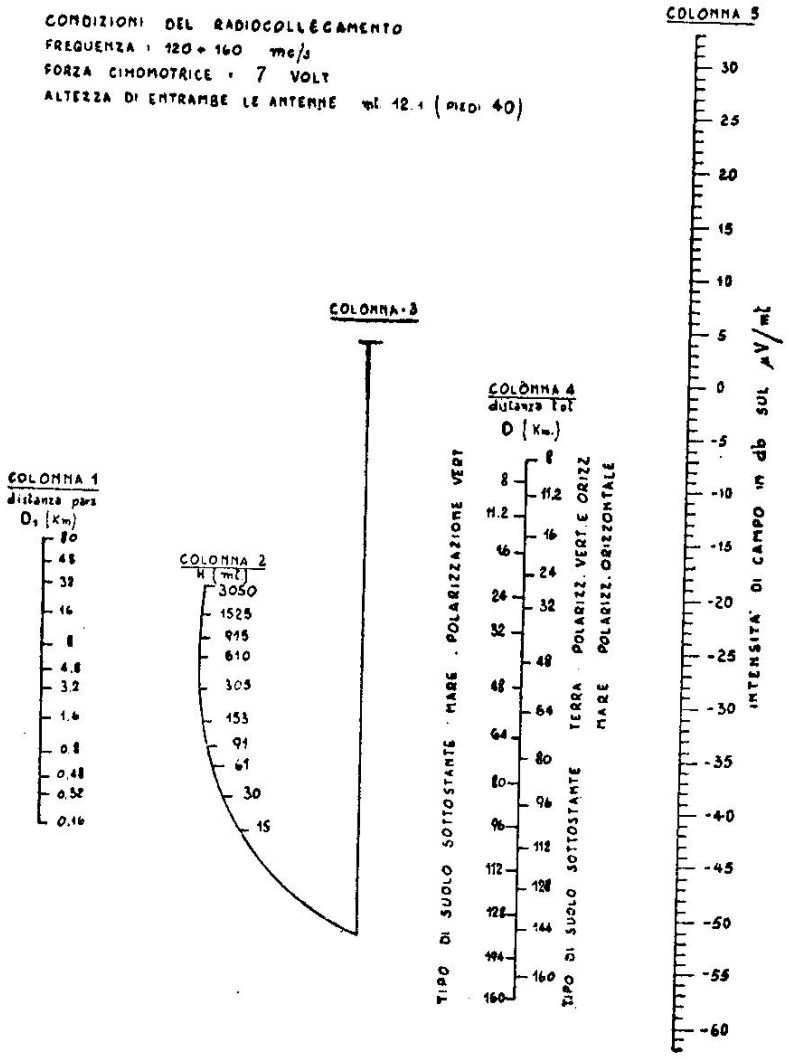


FIG. 80–3 – *Intensità di campo presente alla località ricevente per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

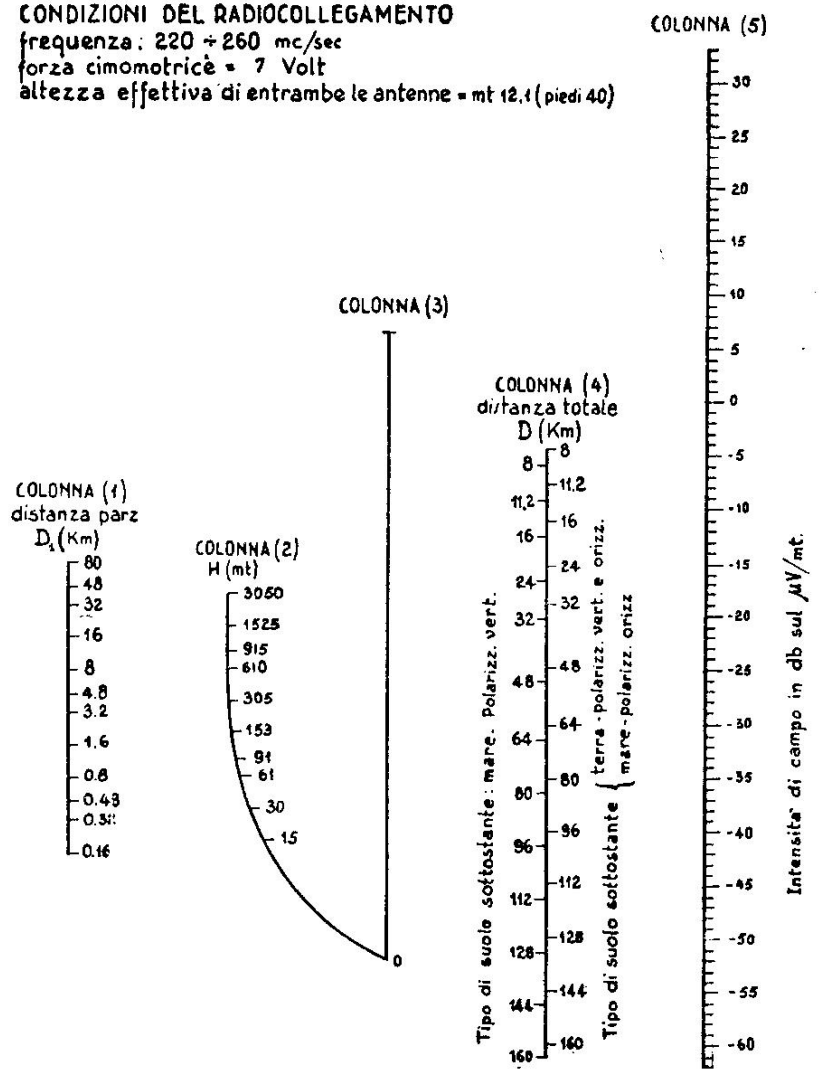


FIG. 80–4 – *Intensità di campo presente alla località ricevente per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

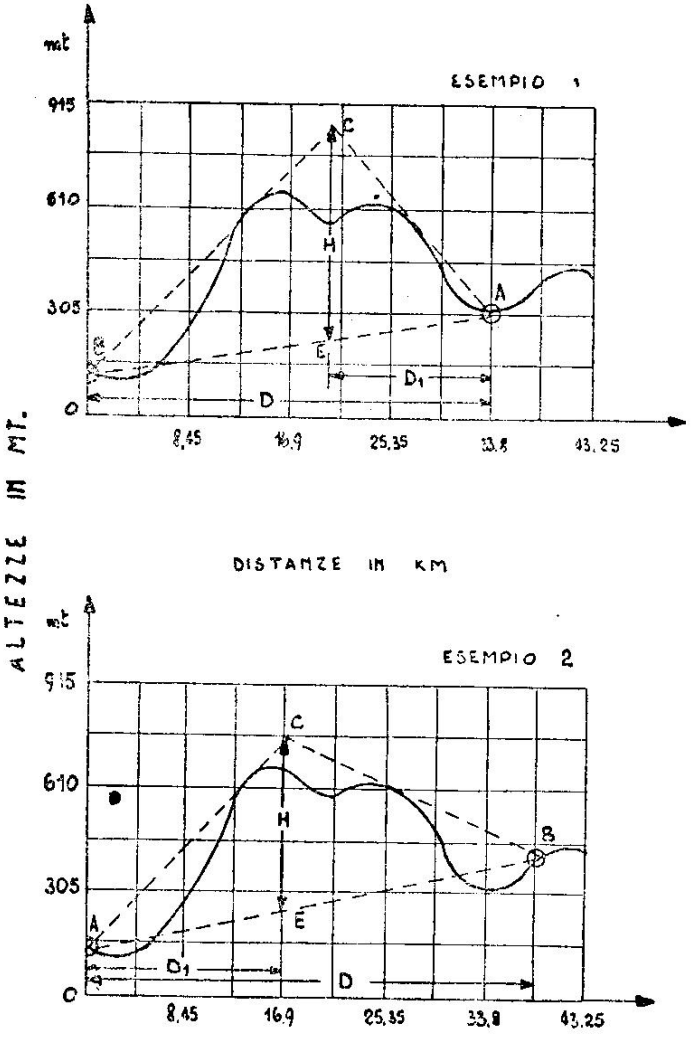


FIG. 80–5 – *Esempi di profili terrestri.*

E (in cui la verticale condotta dal punto C incontra il segmento AB) e il punto individuante la più vicina base di antenna. Le distanze D e D_1 si valutano in km (o in miglia) sulla ascissa proiettando verticalmente su di essa i punti interessati (fig. 80–5);

— si valuti la lunghezza (in metri) del segmento H (CE) sull'ordinata.

La intensità di campo presente nelle condizioni di riferimento e con i dati ricavati dal profilo del radiocollegamento è ottenuta dalla figura interessata (data in funzione della lunghezza d'onda del radiocollegamento) con il seguente procedimento:

— si individui sulla colonna 1 il punto relativo alla distanza D_1 (km) e sulla colonna 2 il punto relativo alla distanza H (mt), si tracci una retta passante per detti punti, retta che incontra la colonna 3 in un punto;

— si tracci la retta passante per il punto ora individuato sulla colonna 3 e per il punto relativo alla distanza D sulla colonna 4 (il tipo di suolo e la polarizzazione scelta individuano la scala da impiegare) retta che incontra la colonna 5 in un punto;

— si legga sul punto ora individuato sulla colonna 5 la intensità di campo presente. Se il radiocollegamento avviene in visibilità, si ha $D_1 = H$ = zero e il punto da dove si inizia; in tal caso, è quello indicato con 0 sulla colonna 3.

480–2. *Altezza effettiva di una antenna compresa tra 3 metri (10 piedi) e 150 metri (500 piedi), altezza effettiva dell'altra antenna eccedente i 150 metri (500 piedi).*

Le condizioni di riferimento del radiocollegamento, assunte in questo caso, condizioni per cui è valida la figura 80–6 sono:

— altezza effettiva di una antenna: 12 metri dalla superficie del suolo sottostante (40 piedi);

— Altezza effettiva dell'altra antenna: h_2 metri dalla superficie del suolo sottostante ($h_2 > 150$ mt);

— tipo di antenna trasmittente: dipolo mezz'onda ($G'_T = 1{,}63$);

— forza cimomotrice massima dell'antenna trasmittente = 7 V.

Per dette condizioni di riferimento, conosciuto il profilo del radiocollegamento (con i metodi del paragrafo 480–1) e ricavati da questi dati i dati essenziali (distanza D fra i sostegni delle antenne, altezze effettive h_1 e h_2 delle antenne del suolo sottostante) la fig. 80–6 dà, in funzione dell'altezza effettiva h_2 di una antenna (colonna 1) e della distanza D fra i sostegni delle antenne (colonna 2) sia il valore dell'intensità di campo (colonna 3) che sarebbe presente se il radiocollegamento

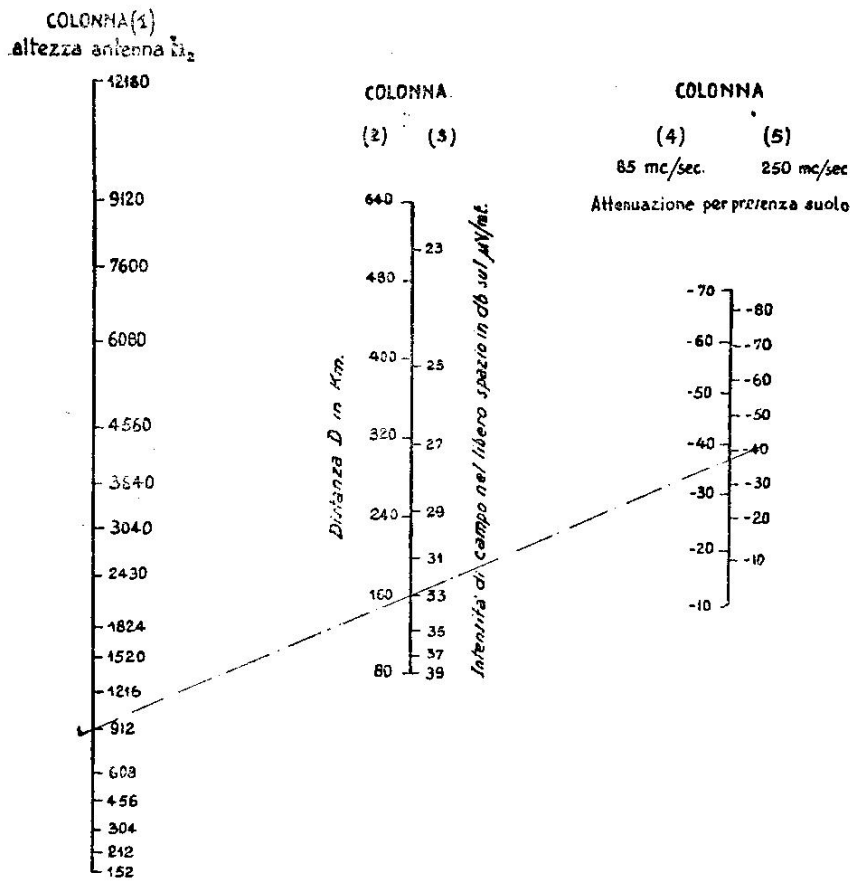


FIG. 80-6 – *Intensità di campo presente alla località ricevente per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

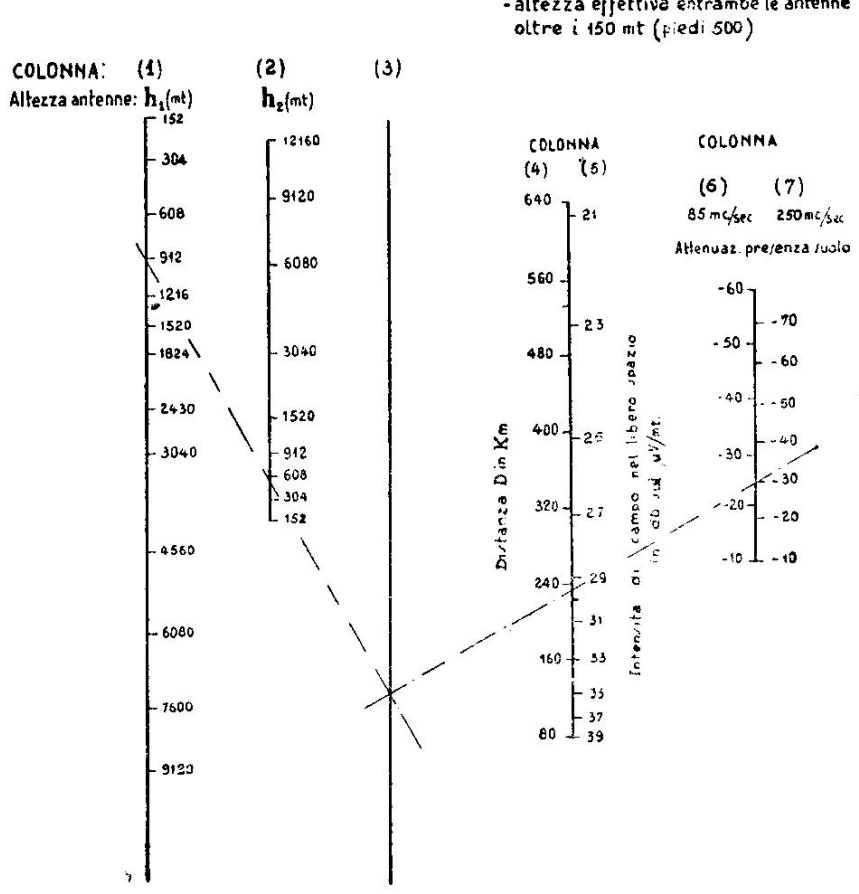


FIG. 80-7 – *Intensità di campo presente alla località di ricezione per onda spaziale, nelle condizioni assunte.*

avvenisse nello spazio libero (ove cioè l'altra antenna non fosse posta sul suolo) sia il valore della attenuazione conseguente alla presenza del suolo (in *db*, colonna 4 per $f = 85$ mc/sec, colonna 5 per $f = 250$ mc/sec). Detto valore va aggiunto all'intensità di campo che sarebbe ottenuta, nelle condizioni standard, se il radiocollegamento avvenisse nello spazio libero, per ottenere il valore della intensità di campo presumibilmente presente nelle condizioni assunte.

Per potere usare la figura in parola si congiunga il punto individuante sulla colonna 1 l'alteza h_2 delle antenne (alta ad es. in figura mt 812) con il punto individuante sulla colonna 2 la distanza D tra i sostegni delle antenne (ad es. in figura km 160); sul prolungamento del segmento così individuato può leggersi:

— sulla colonna 3 il valore delle intensità di campo che sarebbe presente nello spazio libero (ad es. in fig. 33 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$);

— sulla colonna 4 o sulla colonna 5 il valore della attenuazione conseguente alla presenza del suolo (ad es. in fig. 37 *db* se $f = 250$ mc/sec).

Nell'esempio dato con la spiegazione l'intensità di campo presente è data da 33 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$ — 37 *db* = — 4 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$.

480–2. *Altezza effettiva di entrambe le antenne (trasmittente e ricevente) dal suolo sottostante, superiore a metri 150 (piedi 500).*

Le condizioni del radiocollegamento assunte in questo caso, condizioni per cui è valida la figura 80–7, sono:

— altezza effettiva di entrambe le antenne superiori a mt 150 dal suolo sottostante;

— tipo di antenna trasmittente: dipolo mezz'onda ($G'_T = 1{,}63$);

— forza cimomotrice antenna trasmittente: 7 volt.

Per dette condizioni di riferimento, conosciuto il profilo del radiocollegamento (con i metodi di cui al par. 480–1) e ricavati da questo i dati essenziali al problema, (altezza h_1 e h_2 effettiva delle antenne dal suolo sottostante, distanza D fra i sostegni delle antenne) la fig. 80–7 dà, in funzione dell'altezza h_1 (colonna 1) e di quella h_2 (colonna 2) della distanza D (colonna 4) fra i sostegni delle antenne, sia il valore delle intensità di campo che sarebbe presente se il radiocollegamento avvenisse nello spazio libero (colonna 5) sia il valore della attenuazione in *db* conseguente alla presenza del suolo (colonna 6 per $f = 85$ mc/sec; colonna 7 per $f = 250$ mc/sec). Detto valore va aggiunto all'intensità di campo che sarebbe ottenuta, nelle condizioni standard, se il radiocollegamento avvenisse nello spazio libero, per ottenere il valore della intensità di campo presumibilmente presente, nelle condizioni assunte. Per poter usare la figura in parola si allinei il punto individuante (nella colonna 1) l'altezza h_1 di una delle antenne (ad es. in figura metri 912) con il punto individuante nella colonna 2 l'altezza h_2 dell'altra antenna (ad es. in figura mt 608) e sulla prosecuzione del segmento tracciato si stabilisce il punto di incrocio con la colonna 3. Si allinei il punto così ottenuto con quello individuante, sulla colonna 4, la distanza D (ad es. in figura km 230); sulla prosecuzione del segmento così ottenuto può leggersi: sulla colonna 5 il valore dell'intensità di campo presente nello spazio libero (ad es. in fig. 29,5 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$), sulla colonna 6 o sulla colonna 7 il valore della attenuazione conseguente alla presenza del suolo (ad es. in fig. 30 *db* se $f = 250$ mec/sec).

Nell'esempio dato con la spiegazione, nelle condizioni assunte, la intensità di campo è data da 29,5 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$ — 30 *db* = — 0,5 *db* sul $\frac{\mu V}{mt}$.

481. Intensità di campo presente nella località di ricezione per condizioni diverse da quelle di riferimento.

481–1. *Altezza effettiva di ciascuna antenna inferiore a metri 150 (500 piedi).*

La intensità del campo $E_2\left(\frac{\mu V}{mt}\right)$ presente nella località di rice-

zione per condizioni diverse da quelle standard può essere scritta nella forma seguente:

$$E_2 = E_1 \sqrt{P_T H_T G_T} \cdot F(h_1) \cdot F(h_2) \cdot F(at) \cdot F(ar) \qquad [81\text{–}1]$$

qualora sia conosciuta la intensità di campo (E_1) presente nelle condizioni standard (par. 480–1).

Nella [81–1] i simboli hanno il seguente significato:

H_T = perdita della linea di alimentazione del trasmettitore n.;

P_T = potenza nominale del trasmettitore in watt;

G_T = guadagno dell'antenna trasmittente impiegata, rispetto all'antenna di riferimento (dipolo mezz'onda);

$F(h_1)$ = guadagno di altezza h_1 dell'antenna trasmittente dal suolo sottostante (varia con il tipo di polarizzazione);

$F(h_2)$ = guadagno di altezza h_2 del punto in cui si valuta E_2 dal suolo sottostante (varia con il tipo di polarizz.);

$F(at)$, $F(ar)$ = attenuazione per presenza, nella zona trasmittente $F(at)$ o nella zona ricevente $F(ar)$, di alberi intercettanti il raggio di propagazione diretto verso l'antenna corrispondente.

La formula [81–1], che è stata ricavata da condizioni poste alla [57–1], può essere scritta, come segue, in *db*:

$$20 \log_{10} E_2 \left(\frac{\mu V}{mt}\right) = 20 \log_{10} E_1 \left(\frac{\mu V}{mt}\right) + 10 \log_{10} H_T + 10 \log_{10} P_T + 10 \log_{10} G_T + 20 \log_{10} F(h_1) + 20 \log_{10} F(h_2) + 20 \log_{10} F(at) + 20 \log_{10} F(ar) \qquad [81\text{–}2]$$

Le tabelle 81–3, 81–4, 81–5, 81–6 danno, rispettivamente, i valori delle correzioni $(H_T)_{db}$; $10 \log_{10} P_T$; $F(h_1)_{db}$; $F(h_2)_{db}$; $F(at)_{db}$; $F(ar)_{db}$; da impiegarsi nella soluzione dei problemi; il guadagno G_T dell'antenna trasmittente è una caratteristica dell'antenna impiegata e deve essere ottenuto dalle istruzioni relative ai materiali impiegati.

TABELLA 81–3

Valori dell'attenuazione $(H_T)_{db}$ di linea di alimentazione antenne trasmittenti (è valida anche per l'attenuazione H_R di linea di alimentazione antenne riceventi).

Frequenza in (mc/sec)	Valore dell'attenuazione $(H_T)_{db}$ di linea di alimentazione	
	Linea lunga mt 30 (circa 100 piedi)	In db/metro
20 ÷ 40	— 1 *db*	— 0,033
70 ÷ 100	— 2 *db*	— 0,066
120 ÷ 160	— 3 *db*	— 0,1
220 ÷ 260	— 5 *db*	— 0,166

TABELLA 81–4

Valori del coefficiente $10 \log_{10} P_T$ (watt).

Potenza nominale P_T del trasmettitore (in watt)	Valore del coefficiente $10 \log_{10} P_T$ (in *db*)	Potenza nominale P_T del trasmettitore (in watt)	Valore del coefficiente $10 \log_{15} P_T$ (in *db*)
0,5 watt	— 3 *db*	50 watt	+ 17 *db*
1 watt	0 *db*	100 watt	+ 20 *db*
2 watt	+ 3 *db*	250 watt	+ 24 *db*
5 watt	+ 7 *db*	500 watt	+ 27 *db*
10 watt	+ 10 *db*	1000 watt	+ 30 *db*
20 watt	+ 13 *db*		

TABELLA 81–5

Valore dei guadagni di altezza $F(h_1)_{db}$ e $F(h_2)_{db}$ per antenne alte h_1 e h_2, mt dal suolo sottostante (h_1 e h_2 comprese fra i 3 metri e 150 metri)

Effettiva elevazione di antenna		Valore dei fattori $F(h_1)_{db}$ e $F(h_2)_{db}$								
		Polarizzazione orizzontale	Polarizzazione verticale							
		20 ÷ 300 mc/sec	20 ÷ 40 mc/sec			70 ÷ 100 mc/sec		120 ÷ 160 mc/sec		220 ÷ 260 mc/sec
			Tipo di suolo			Tipo di suolo		Tipo di suolo		Tipo di suolo
Piedi	Metri	Qualunque terreno o sul mare	Terra asciutta	Terra umida	Acqua di mare	Asciutto e umido	Acqua di mare	Asciutto e umido	Acqua di mare	Asciutto e umido	Acqua di mare
10	3	— 12 *db*	— 8 *db*	— 4 *db*	— 1 *db*	— 10 *db*	+ 1 *db*	— 11 *db*	— 3 *db*	— 12 *db*	— 11 *db*
25	8	— 4 *db*	— 3 *db*	— 2 *db*	0 *db*	— 4 *db*	0 *db*	— 4 *db*	— 3 *db*	— 4 *db*	— 4 *db*
40	12	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*	0 *db*
60	18	+ 3 *db*	+ 3 *db*	+ 2 *db*	0 *db*	+ 3 *db*	+ 1 *db*	+ 3 *db*	+ 4 *db*	+ 3 *db*	+ 4 *db*
100	30	+ 8 *db*	+ 8 *db*	+ 7 *db*	— 1 *db*	+ 8 *db*	+ 5 *db*	+ 8 *db*	+ 9 *db*	+ 8 *db*	+ 9 *db*
200	60	+ 14 *db*	+ 14 *db*	+ 13 *db*	— 2 *db*	+ 14 *db*	+ 12 *db*	+ 14 *db*	+ 15 *db*	+ 14 *db*	+ 15 *db*
500	150	+ 22 *db*	+ 22 *db*	+ 21 *db*	+ 4 *db*	+ 22 *db*	+ 21 *db*	+ 22 *db*	+ 22 *db*	+ 22 *db*	+ 23 *db*

TABELLA 81–6

Valore dell'attenuazione $F(at)_{db}$ e $F(ar)_{db}$ per presenza alberi, e per polarizzazione verticale (per polarizzazione orizzontale $F(at)_{db} = F(ar)_{db} = -2$ *db*)

Frequenza	Valori di $F(at)_{db}$ e $F(ar)_{db}$
20 ÷ 40 mc/sec	— 2 ÷ — 4 *db*
70 ÷ 100 mc/sec	— 10 *db*

Per quanto riguarda l'uso dei guadagni di altezza di antenna $F(h)$ bisogna notare:

— che la intensità di campo ottenuta dalla 81–2 potrebbe superare il valore che si avrebbe in un radiocollegamento di identiche condizioni nel libero spazio; in tal caso è preferibile assumere come intensità di campo presente nella località di ricezione quella che si sarebbe ottenuta in un radiocollegamento nello spazio libero, piuttosto che quella ottenuta dalla figura 80–1, per premunirsi sia da inevitabili incertezze nella stima delle distanze, sia da fluttuazioni del segnale, molto probabili in queste circostanze.

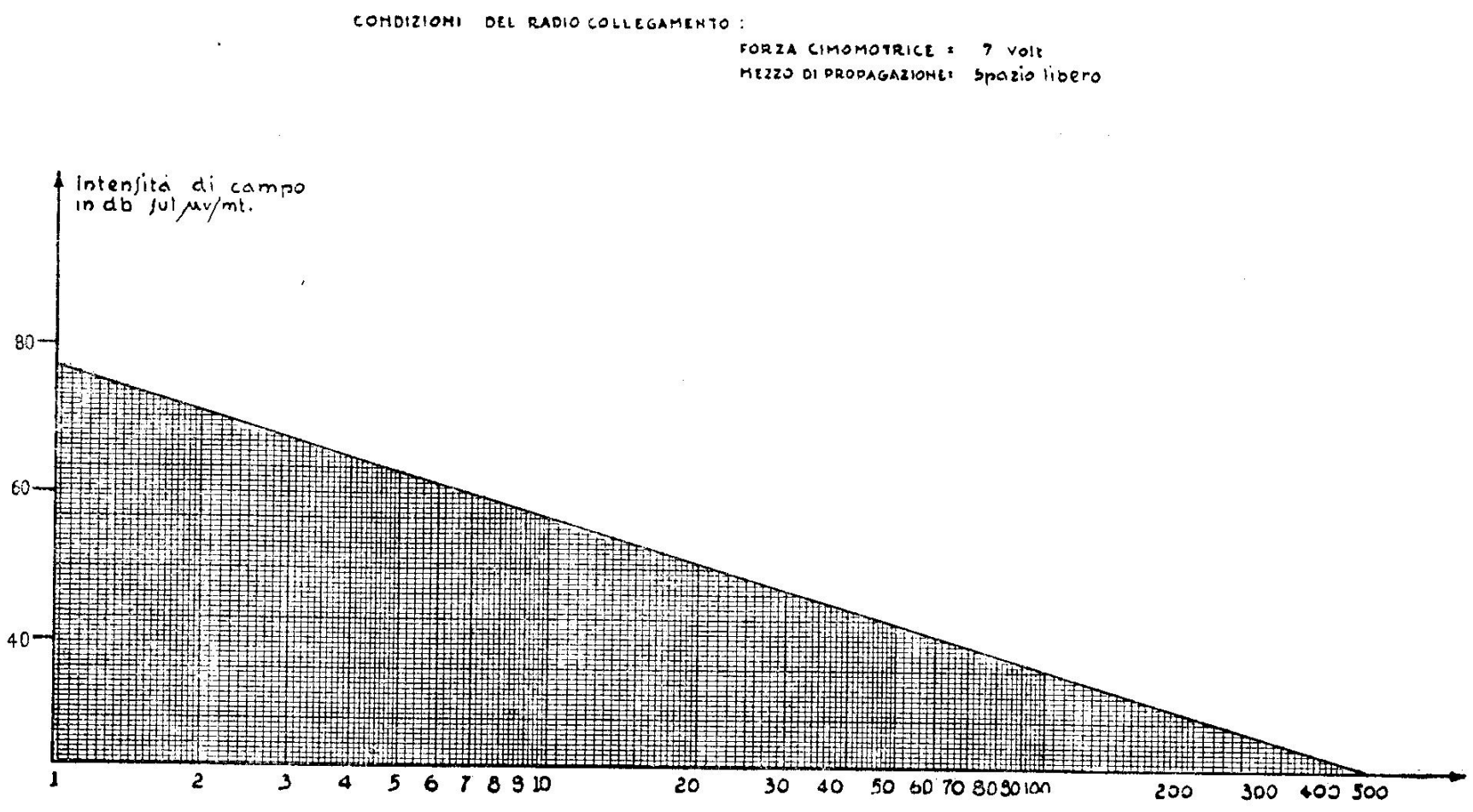


FIG. 81–7 – *Intensità di campo che sarebbe presente nel libero spazio, nelle condizioni assunte, in funzione della distanza.*

La intensità di campo che sarebbe presente, se il radiocollegamento avvenisse nel libero spazio, va calcolata con le note formule del Capitolo 6.

Per rendere questo problema risolvibile graficamente è stata indicata, nella figura allegata 78–1, la intensità di campo (ordinata) che sarebbe presente nel libero spazio a distanza D (ascissa) dal radiatore se le condizioni assunte sono quelle « standard » (forza cimomotrice di 7 volt).

481–2. *Altezza effettiva di una antenna compresa fra 3 metri (10 piedi) e 150 metri (500 piedi); altezza effettiva dell'altra antenna eccedente i 150 metri (500 piedi).*

La intensità di campo $E_2 \left(\frac{\mu V}{mt}\right)$ presente nella località di ricezione, per altezze delle antenne soggette alle limitazioni su indicate e per condizioni diverse da quelle di riferimento, conosciuta la intensità di campo $E_1 \left(\frac{\mu V}{mt}\right)$ (presente nelle condizioni di riferimento, per identiche limitazioni riguardanti le altezze delle antenne, par. 480–2) può essere scritta nella forma:

$$E_2 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right) = E_1 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right) + 10 \log_{10} H_T + 10 \log_{10} P_T + 10 \log_{10} G_T + 20 \log_{10} F(h_1) \qquad [81–7]$$

ove i significati dei vari addendi sono noti.

Il valore del guadagno di altezza $F(h_1)$ relativo all'antenna non eccedente i 150 metri dal suolo è letto nella Tabella 81–5, il valore del guadagno di altezza dell'altra antenna eccedente i 150 metri è già introdotto nel calcolo della intensità E_1 di campo (par. 480–2), il valore dell'attenuazione di linea $(H_T)_{db}$ è data dalla Tabella 81–3.

La intensità di campo presente in simili condizioni *può superare* quella che sarebbe trovata nel libero spazio (la colonna 3 della fig. 80–6 dà il valore della intensità di campo che si troverebbe nello spazio libero per le condizioni di riferimento); in tal caso, per quanto detto nel par. 81–1, conviene assumere, quelle intensità di campo presente, quella del libero spazio.

481–3. *Altezza effettiva, di entrambe le antenne, eccedente i 150 metri (500 piedi).*

La intensità di campo $E_2 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right)$ presente nella località di ricezione per condizioni diverse da quelle di riferimento e per altezza di antenne eccedenti i 150 metri, conosciuta la intensità di campo $E_1 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right)$ presente nelle condizioni di riferimento, per identiche limitazioni riguardanti le altezze delle antenne (par. 81–3) può essere nella forma:

$$E_2 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right) = E_1 \left(db \text{ sul } \frac{\mu V}{mt}\right) + \log_{10} H_T + 10 \log_{10} P_T + 10 \log_{10} G_T \qquad [81–8]$$

ove i vari addendi, e le relative tabelle da impiegare, sono noti.

482. Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione per le condizioni di riferimento.

Il servizio di riferimento, che è stato assunto, è la radiotelefonia da punto a punto, con larghezza di banda (bassa frequenza) di 3 kc/sec, rapporto segnale/rumore (preteso all'uscita del ricevitore) di 14 *db*. Per tale tipico servizio se la frequenza impiegata è superiore ai 20 mc/sec, come avviene per l'onda spaziale, il rumore di apparato è predominante, e la esperienza insegna che è richiesta una tensione di segnale almeno di $1 \div \mu V$ ai morsetti d'ingresso del ricevitore *in assenza di interferenze esterne*, per svolgere un buon servizio, in condizioni campali, con un ricevitore di tipo medio. Se l'antenna ricevente impiegata è quella di riferimento (dipolo mezz'onda $G'_R = 1{,}63$), se la linea di alimentazione è adatta all'ingresso del ricevitore, la intensità di campo E necessaria per generare all'ingresso del ricevitore, una tensione V_i di 2 μV è data da:

$$E \left(\frac{\mu V}{mt}\right) = \sim \frac{13}{\lambda \, (mt)} \qquad [82–1]$$

Se sono presenti lievi interferenze, o se si teme l'effetto di fluttuazioni, detta intensità non sarebbe sufficiente; conviene aumentarla, perciò di 5 *db*.

La relazione [82–1]; aumentata di 5 *db*, è stata sviluppata, approssimando i risultati, nella Tabella 82–3.

TABELLA 82-3

Intensità minima di campo necessaria alla località di ricezione per ottenere una soddisfacente radiocomunicazione, nelle condizioni di riferimento.

Banda di frequenza (mc/sec)	*db* sul $\mu V/mt$
30 ÷ 40	+ 5
70 ÷ 100	+ 15
120 ÷ 160	+ 20
200 ÷ 260	+ 25

Se l'intensità di campo prevedibile supera quella minima necessaria, la radiocomunicazione sarà probabilmente soddisfacente; se l'intensità prevedibile è inferiore di più di 10 *db* a quella minima necessaria, la radiocomunicazione sarà insoddisfacente, se l'intensità di campo prevedibile è compresa fra quella minima necessaria e questa — 10 *db*, la radiocomunicazione sarà probabilmente insoddisfacente.

483. Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione con sistemi radio multicanali e con ritrasmissione dell'informazione, via filo o via radio, per un servizio soddisfacente.

483-1. Allorchè l'informazione non perviene al trasmettitore da un operatore posto nelle vicinanze (ossia non ci si trova nelle condizioni di radiocollegamento da punto a punto) ma attraverso un tronco telefonico di classe transito, a causa della massima diminuzione del rapporto segnale/rumore (6 *db*) tollerato in questi tronchi, è necessario pretendere, nella località di ricezione, una intensità minima di campo maggiore di + 6 *db* di quella che sarebbe necessaria se il radiocollegamento avvenisse da punto a punto.

Allorchè l'informazione uscente dal ricevitore non raggiunge un'operatore posto nelle vicinanze, ma viene immessa in un tronco telefonico di classe transito, a causa del massimo decremento del rapporto segnale/rumore tollerato in detti tronchi (6 *db*) è necessario, indipendentemente da quanto detto prima, pretendere, nella località di ricezione una intensità di campo maggiore di 6 *db* di quella che sarebbe necessaria se il radiocollegamento avvenisse da punto a punto.

Se sono presenti le due circostanze contemporaneamente, gli effetti si sommeranno (il fattore di correzione è di 12 *db*).

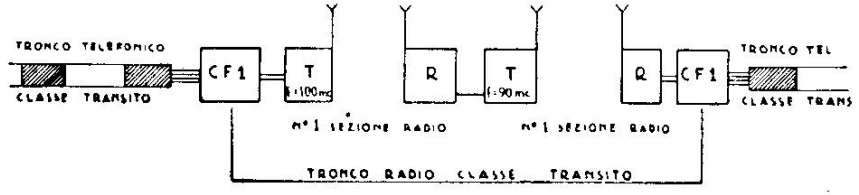
483-2. Se il ponte radio non è costituito da una sola sezione, ma da n sezioni, e se si presume che ciascuna tratta contribuisca in egual modo al rumore introdotto nell'informazione, la teoria dimostra che bisogna pretendere, in ogni località di ricezione, una intensità di campo $10 \log_{10} n$ vale maggiore di quella necessaria se il radiocollegamento avvenisse da punto a punto.

Detto fattore di correzione è indipendente dalla correzione di cui al par. 483-1.

483-3. Se il ponte radio viene impiegato in servizi multicanale bisogna pretendere, in ogni località di ricezione, una intensità di campo maggiore di quella che sarebbe necessaria se il ponte radio fosse impiegato in servizio monocanale. Detta correzione è di 10 *db* se il servizio è a 4 canali, ed è indipendente dalle correzioni di cui ai par. 483-1 e 483-2.

483-4. Se sono presenti tutte le circostanze di cui ai paragrafi 483-1, 483-2, e 483-3, la intensità di campo da pretendersi in ciascuna località ricevente deve essere di 6 *db* + 6 *db* + $10 \log_{10} n$ + 10 *db* più grande di quella che sarebbe necessaria nel servizio di riferimento.

Ad esempio, se la radiocomunicazione fosse del tipo in figura:



in ciascuna località di ricezione bisognerebbe pretendere la seguente intensità di campo: 15 *db* sul $\mu V/mt$ + 6 *db* + 3 *db* + 6 *db* + 10 *db* = 40 *db* sul $\mu V/mt$ affinchè le quattro comunicazioni abbiano, nell'intero tragitto, un comportamento probabilmente soddisfacente.

Nella tabella annessa viene indicata la minima intensità di campo necessaria in ogni località di ricezione per un servizio radiotelefonico o radiotelegrafico a frequenza acustica, per vari tipi di circuiti possibili (antenna ricevente in $\lambda/2$ e linee di alimentazione al ricevitore prive di perdita).

TABELLA 83-1

Minima intensità di campo necessaria in ogni località di ricezione per un servizio radiotelefonico o radiotelegrafico a frequenza acustica, *per un comportamento soddisfacente*, per vari tipi di circuiti (antenna ricevente in $\lambda/2$ e linea di alimentazione al ricevitore priva di perdite).

Condizioni del circuito			Intensità di campo minima necessaria per ottenere un servizio soddisfacente nelle condizioni del circuito (in *db* sul $\mu V/mt$)	
			da 70 a 100 mc/sec	da 200 a 260 mc/sec
N. canali	N. sezioni radio del tronco rad.	N. tronchi complessivi del circuito	Rumore predominante nelle *n* sez.	Rumore predominante nelle *n* sez.
1	1	1 (radio)	+ 15	+ 25
4	1	1 (radio)	+ 25	+ 35
4	2	1 (radio)	+ 28	+ 38
4	3	1 (radio)	+ 30	+ 40
4	4	1 (radio)	+ 31	+ 41
4	1	2 (1 radio ed 1 telefon.)	+ 31	+ 41
4	2	2 (1 radio ed 1 telefon.)	+ 34	+ 44
4	3	2 (1 radio ed 1 telefon.)	+ 36	+ 46
4	4	2 (1 radio ed 1 telefon.)	+ 37	+ 47
4	1	3 (1 radio e 2 telefon.)	+ 37	+ 47
4	2	3 (1 radio e 2 telefon.)	+ 40	+ 50
4	3	3 (1 radio e 2 telefon.)	+ 42	+ 52
4	4	3 (1 radio e 2 telefon.)	+ 43	+ 52

484. Minima intensità di campo necessaria nella località di ricezione per condizioni diverse da quelle di riferimento.

L'intensità di campo necessaria nella località di ricezione, a parità di altre condizioni, qualora l'antenna impiegata e la linea di alimentazione siano differenti da quelle di riferimento, è data, per quanto esposto nel Capitolo 6° dalla intensità di riferimento per il tipo di circuito interessato (Tabella 83-1) a cui si sottrae il guadagno dell'antenna ricevente adottata, e la perdita della linea di alimentazione ricevente (l'attenuazione di linea è espresso da un numero di *db* negativi, per cui sottrarre un numero negativo equivale a sommare il valore assoluto di detta attenuazione). Infatti, a causa del guadagno dell'antenna ricevente rispetto a quella di riferimento, può essere pretesa una intensità di campo inferiore a quella minima necessaria allorchè si usi l'antenna di riferimento per ottenere lo stesso desiderato rapporto segnale/rumore ai morsetti di ingresso del ricevitore.

Inoltre, a causa dell'attenuazione della linea ricevente, bisogna pretendere una intensità di campo superiore di quella desiderata nelle condizioni di riferimento (linea priva di perdita). Se le cause coesistono, si possono sommare gli effetti.

485. Stima del comportamento del circuito radio.

Stimata con abbachi la intensità di campo presente (par. 480-481) nella località di ricezione e confrontata con la intensità di campo minima necessaria per un comportamento soddisfacente per le condizioni del circuito effettivo (par. 482-483-484) può esprimersi un giudizio sul comportamento del radiocollegamento, per quanto detto nel par. 482.

486. Esempi di impiego dei nomogrammi, dati e stima dell'efficienza di radiocollegamenti.

486.1. *Condizioni assunte.*

	Esempio 1	Esempio 2
Apparato radio	AN/TRC-1	AN/TRC-1 con amplificatore AN/TRA-1
Banda di frequenza	70 ÷ 100 mc/sec	70 ÷ 100 mc/sec
Potenza nomin. del trasmettitore P_T	50 watt	250 watt
Tipo di antenna, guadagno G e polarizzazione	AS-19/TRC-1, guadagno 6 *db* (sul dipolo $\lambda/2$) polarizzazione orizzontale	AS-19/TRC-1, guadagno 6 *db* (sul dipolo $\lambda/2$) polarizzazione orizzontale
Tipo di linea di alimentazione delle antenne	Cavo coassiale flessibile lungo 30 metri per ciascuna antenna	Cavo coassiale flessibile lungo 30 metri per ciascuna antenna
Tipo di servizio	Radiotelefonia monocanale	Radiotelefonia a 4 canali
Tipo di circuito	1 sezione radio (radiocollegamento da punto a punto)	1 sezione radio (radiocollegamento da punto a punto)
Profilo del suolo interposto	Fig. 80-5 1° esempio	Fig. 80-5 2° esempio
Elevazione effettiva antenna trasmitt.	12 m (altezza dell'albero regolam.)	12 m (altezza dell'albero regolamentare)
Elevazione effettiva antenna ricevente	12 m (altezza dell'albero regolam.)	30 m (altezza dell'albero regolamentare corretta per dislivello del suolo
Note	Rumore da interferenza non previsto. Antenna trasmitt. in zona alberata, ricevente libera	Rumore da interferenza non previsto. Antenna in zone libere ad entrambe le estremità

486-2. *Calcolo dell'intensità di campo presente alla località di ricezione.*

	Esempio 1	Esempio 2
a) Caratteristiche del profilo (figura 80-5)	D_1 = 13 km D_2 = 32 km H = 603 mt	D_1 = 16 km D_2 = 36 km H = 490 mt
b) Intensità di campo di riferimento (fig. 80-2)	— 13 *db* sul μV/mt	— 12 *db* sul μV/mt
c) Valore del guadagno $F(h_1)db$ per altezza h_1 di un'antenna (Tab. 81-5)	0 *db*	0 *db*
d) Valore del guadagno $F(h_2)db$ per altezza h_2 dell'altra antenna (Tabella 81-5)	0 *db*	7 *db*
e) Intensità di campo presente nella località di ricezione per forza cimomotrice F = 7 volt, ed altezza h_1 e h_2 dal suolo	— 13 *db* sul μV/mt	— 5 *db* sul μV/mt
f) Intensità di campo presente nelle stesse condizioni se il radiocollegamento avvenisse nello stesso spazio libero (fig. 81-7)	46 *db* sul μV/mt	56 *db* sul μV/mt
g) Valore del coefficiente di potenza nominale del trasmettitore (10 $\log_{10} P_T$) (Tab. 81-4)	+ 17 *db*	+ 24 *db*
h) Valore dell'attenuazione di linea alimentazione antenna trasmittente (Tab. 81-3)	— 2 *db*	— 2 *db*
i) Valore del guadagno dell'antenna trasmittente (rispetto al dipolo $\lambda/2$)	+ 6 *db*	+ 6 *db*
l) Valore dell'attenuazione per presenza di alberi (Tab. 81-6)	— 2 *db*	0 *db*
m) Intensità di campo presente nella località di ricezione, nelle condizioni assunte (*e-g-h-i-l*)	+ 6 *db* sul μV/mt	+ 23 *db* sul μV/mt

* La intensità di campo, nelle condizioni standard, presente il suolo (riga *c*) è inferiore a quella che si troverebbe se il radiocollegamento avvenisse nello spazio libero (riga *f*) per cui il valore da assumere nelle calcolazioni è il primo (riga *e*).

486-3. *Calcolo dell'intensità di campo minima necessaria nella località di ricezione e stima dell'efficienza del radiocollegamento.*

	Esempio 1	Esempio 2
a) Intensità di campo minima necessaria nelle condizioni di riferimento (F = 7 volt, 1 sezione radio, servizio radiotelefonico comportamento soddisfacente (Tab. 83-1)	+ 15 *db* sul μV/mt	+ 25 *db* sul μV/mt
b) Valore del guadagno dell'antenna ricevente (rispetto al dipolo mezz'onda)	+ 6 *db*	+ 6 *db*
c) Valore dell'attenuazione $(H_R)_{db}$ di linea di alimentazione dell'antenna ricevente (Tab. 81-3)	— 2 *db*	— 2 *db*
d) Valore dell'attenuazione per presenza di zona alberata nella località di ricezione (Tab. 81-6)	0 *db*	0 *db*
e) Intensità di campo minima necessaria nelle condizioni assunte (*a-b-c-d*)	+ 11 *db* sul μV/mt	+ 21 *db* sul μV/mt
f) Intensità di campo presente nelle località di ricezione nelle condizioni assunte (Tabella precedente).	+ 6 *db* sul μV/mt	+ 23 *db* sul μV/mt
Differenza tra colonna *f* ed *e* - Stima del comportamento del circuito radio (par. 482)	— 5 *db* probabilmente insoddisf.	+ 2 *db* probabilmente soddisfacente

487. Norme generali per il progetto di circuiti radio in VHF (ed UHF).

Il progetto di circuiti radio in *VHF* và eseguito con *calcolo di verifica* nel senso che, adottata una soluzione, si verifica se il probabile comportamento del circuito stesso sarà soddisfacente.

Se ciò non avviene la soluzione adottata deve essere modificata fino a che si trova una soluzione per cui il probabile comportamento sarà soddisfacente.

Come in ogni calcolo di verifica l'esperienza guida nella ricerca rapida di soluzioni che comporteranno il minimo dei tentativi.

Il procedimento è il seguente:

— impostazione dei dati riguardanti il tipo di servizio, le località da collegare, il tipo di circuito (detti dati risultano dagli ordini ricevuti);

— analisi del materiale disponibile (caratter. e dati tecnici);

— studio topografico della zona e determinazione orientativa del numero e della dislocazione dei posti radio terminali e dei posti radio relè;

— disegno, sulla carta per profili, del profilo del suolo interessato per ogni sezione del tronco radio;

— analisi dei profili disegnati (possibilità che vi siano riflessioni, ossia onda spaziale, impossibilità che vi siano riflessioni, ossia onda diretta, ecc.);

— calcolo di verifica del probabile comportamento del circuito radio, avvalendosi dei nomogrammi esposti;

— eventuale modifica della soluzione adottata. se il comportamento del circuito non è soddisfacente,

CAPITOLO 13.

L'ONDA IONOSFERICA

488. Generalità sull'onda ionosferica.

L'onda ionosferica è presente quando l'energia elettromagnetica diretta verso la parte alta dell'atmosfera (ionosfera) viene da questa riflessa ritornando al suolo.

La presenza di cariche libere, di ioni e di elettroni nella ionosfera modifica il valore della costante dielettrica equivalente che l'aria ionizzata presenta ai campi elettrici a radiofrequenza propagantisi in essa con conseguente variazione dell'indice di rifrazione n dell'atmosfera.

L'indice di rifrazione n varia con l'altezza, dal suolo, dello strato interessato, in quanto varia, con l'altezza dal suolo, la densità di ionizzazione della ionosfera.

Si dimostra che:

$$n = \sqrt{\varepsilon'_{rv}} = \sqrt{1 - \frac{81\,N}{f^2}} \qquad [88\text{–}1]$$

ove:

n = indice di rifrazione della ionosfera;
ε'_{rv} = costante dielettrica della ionosfera
N = numero elettroni per m³ di aria non ionizzata;
f = frequenza della radio–onda in mc/sec.

La variazione dell'indice di rifrazione con l'innalzarsi dal suolo causa l'incurvamento del raggio di propagazione e può causare la riflessione delle radio–onde.

Per incidenza verticale ($\varphi = 0$) è riflessa totalmente al suolo, in un certo posto ed in un determinato tempo, la frequenza che rende $n = 0$:

$$f_V = 9\sqrt{N} \qquad [88\text{–}2]$$

Al variare del tempo varia nello stesso posto il valore di f_v.

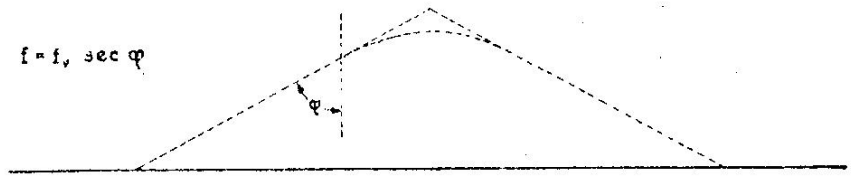
Aumentando la frequenza f, in uno stesso posto ed allo stesso tempo, l'onda buca lo strato, ma può trovare uno strato superiore ionizzato in modo tale da provocare nuovamente riflessione per incidenza verticale (se la densità N di ionizzazione aumenta con l'altezza). Il valore della frequenza riflessa al suolo in un certo posto per un certo strato con una x % di probabilità durante un'ora chiamasi massima frequenza utilizzabile durante l'x % del tempo per lo strato considerato e si indica con il simbolo:

M.U.F. x % strato... ora...

Il valore della frequenza che ha il 95 % della probabilità di essere riflessa in una certa ora (57 minuti di un'ora) in un certo posto per un determinato strato chiamasi frequenza ottima (FOT).

Si dimostra che fra la frequenza f_V irradiata verticalmente (relativa ad una certa ora ad un determinato strato) e la frequenza f che è irradiata con angolo di incidenza φ, a parità di strato e di ora, esiste una relazione analitica:

$$f = f_v \sec \varphi$$



L'onda elettromagnetica che si propaga nella ionosfera pone in vibrazione gli elettroni liberi presenti e li fa oscillare; gli elettroni in moto, che hanno cioè sottratto energia all'onda, possono venire in collisione con molecole inerti, trasformando l'energia elettromagnetica in calore, conseguenza degli urti.

Detto assorbimento aumenta con la probabilità che ha un elettrone a venire in collisione con molecole inerti; a sua volta detta probabilità aumenta con il diminuire della frequenza (le ampiezze di oscillazione sono maggiori alle basse frequenze) e con l'aumento della densità molecolare dello strato (nella parte bassa dell'atmosfera la densità molecolare è maggiore).

La propagazione ionosferica, in succinto, fra due località varia, oltre che con il tempo, con la frequenza; propriamente:

— aumentando la frequenza diminuisce l'incurvamento del raggio di propagazione fino a che l'onda buca lo strato interessato;

— aumentando la frequenza diminuisce la probabilità di collisione e giungono (se giungono) maggiori quantità di energia alla località ricevente.

Per ottenere radiocollegamenti efficienti è indispensabile conoscere la più alta frequenza che ha una ragionevole probabilità (es. 95 %) ossia la (F.O.T.) di ritornare al suolo nella direzione che ci interessa, in quanto detta frequenza è la meno attenuata.

489. Problemi inerenti a radiocollegamenti per onda ionosferica.

I problemi inerenti a radiocollegamenti in onda ionosferica sono :

a) scelta di una frequenza che abbia una ragionevole probabilità di essere riflessa nella direzione che ci interessa.

Per la soluzione di questo problema sono state studiate le correlazioni a carattere statistico fra attività solare e densità di ionizzazione di ogni singolo strato ionosferico.

Si è in grado, oggi, di prevedere, con un certo anticipo, la M.U.F. x % e la F.O.T. di radiocollegamenti ionosferici con l'uso di tavole di previsione.

b) determinazione dell'intensità di campo che presumibilmente sarà ottenuta al ricevitore.

Per la soluzione di questo problema sono state fatte numerose esperienze che hanno portato alla compilazione di apposite tabelle.

c) Confronto fra la intensità di campo effettivamente presente e quella minima necessaria per sovrastare, all'ingresso del ricevitore, al desiderato rapporto segnale/rumore, rapporto tipico del tipo di informazione;

La soluzione dei due ultimi problemi ; nei vari casi, è molto laboriosa per cui alcuni istituti scientifici di radiopropagazione dal fatto che la intensità di campo dovuta all'onda ionosferica presente al ricevitore, a parità di tutte le altre condizioni, diminuisce in genere con il diminuire della frequenza, forniscono la L.U.F. (la più bassa frequenza impiegabile).

La L.U.F. x % è la minima frequenza adoperabile nelle condizioni effettive del radiocollegamento (potenza, tipo di linea di alimentazione, tipo di antenna, località; distanza di radiopropagazione, tempo, tipo di servizio, percentuale x del tempo in cui è richiesto un determinato rapporto segnale/rumore).

Bisogna perciò impiegare nei radiocollegamenti per onda ionosferica una frequenza compresa fra la F.O.T. (individuata dalla densità di ionizzazione dello strato) e la L.U.F. (definita dalle condizioni di impiego effettivo).

490. Bollettini per le soluzioni grafiche.

490–1. – Bollettini mensili valevoli in Italia ed in Somalia editi dallo S.M.E.

Lo S.M.E. emana, con un mese di anticipo, dei bollettini di previsione per le M.U.F. 50 % e per le F.O.T. 95 % per varie distanze fra le stazioni (diverse curve), varie frequenze (ordinate) varie ore (ascisse), valevoli per il tempo e per la località indicati in ciascun bollettino. Le figure 90–1 e 90–2 riportano un esempio di tali bollettini. Attraverso di essi è possibile risolvere il problema della scelta della frequenza che sarà quasi sicuramente riflessa al suolo nelle condizioni di tempo, luogo e distanze indicate.

Non è possibile individuare se presumibilmente il radiocollegamento avverrà in quanto il bollettino non porta l'indicazione delle L.U.F.

490–2. – Bollettini «SHORT DISTANCE» editi dal Signal Corp.

I bollettini SHORT DISTANCE sono validi nella zona del Mediterraneo, di cui alle figg. 75–1 e 75–2; essi sono valevoli:

1) per radiocomunicazioni che avvengono per onda ionosferica entro i 400 km (200 miglia) dall'apparato trasmittente;

2) per il mese cui si riferiscono (sono emanati con un mese di anticipo);

3) per antenne eguali, in trasmissione ed in ricezione (antenne verticali da mt 4,50 a contatto del suolo; antenna ad L rovesciato da mt 7,5 + 7,5; antenna orizzontale mezz'onda alta mt 9 dal suolo);

4) se è presente soltanto il rumore atmosferico e quello di apparato; (se sono presenti altre cause di rumore essi perdono di validità);

5) per il massimo grado di fiducia (per l'ora più sfavorevole);

6) per radiocomunicazioni da punto a punto. Essi cioè sono calcolati per il minimo rapporto segnale/rumore necessario perchè l'informazione sia percepibile;

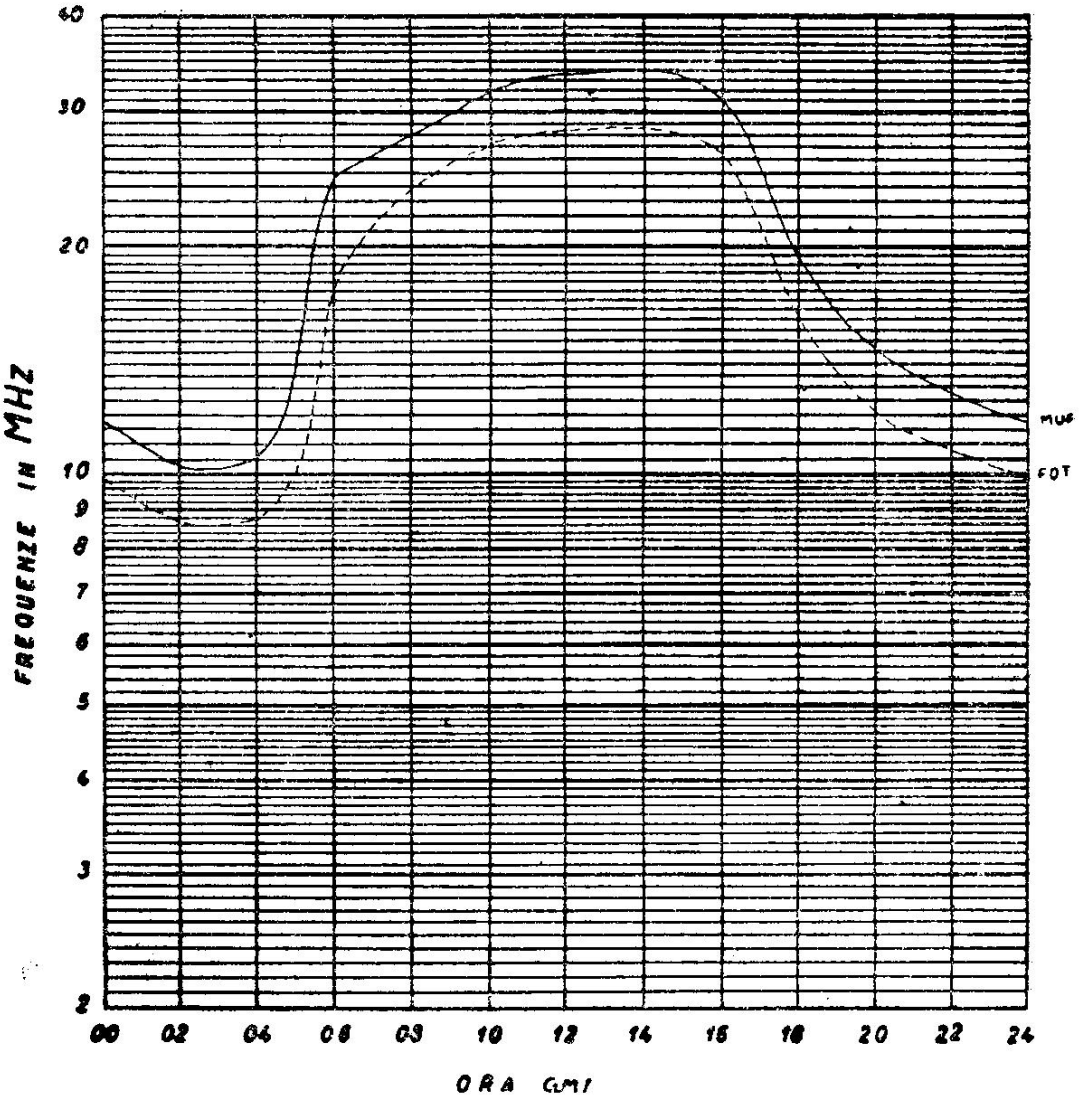
7) per antenne poste su suolo asciutto.

I dati si riferiscono alle condizioni indicate, ma è ammesso, per i valori più vicini. l'interpolazione lineare.

La figura 90–5 indica per il tempo (aprile 1956) e la località (Zona del Mediterraneo) interessata:

— nella parte superiore: la L.U.F. 95 % (in mc/sec) per diverse condizioni di impiego tipiche del campo militare (tre tipi di antenne, tre potenze, due tipi di servizio, due distanze);

— nella parte inferiore: la M.U.F. 50 % (in mc/sec) per due distanze (0 miglia, data per interpolazione, e 250 miglia).



Nota: È stata omessa la L.U.F.

FIG. 90–1.

Previsioni ionosferiche per ROMA–MOGADISCIO valevoli per il mese di marzo – 1956 Macchie solari N. 60.

STATO MAGGIORE ESERCITO

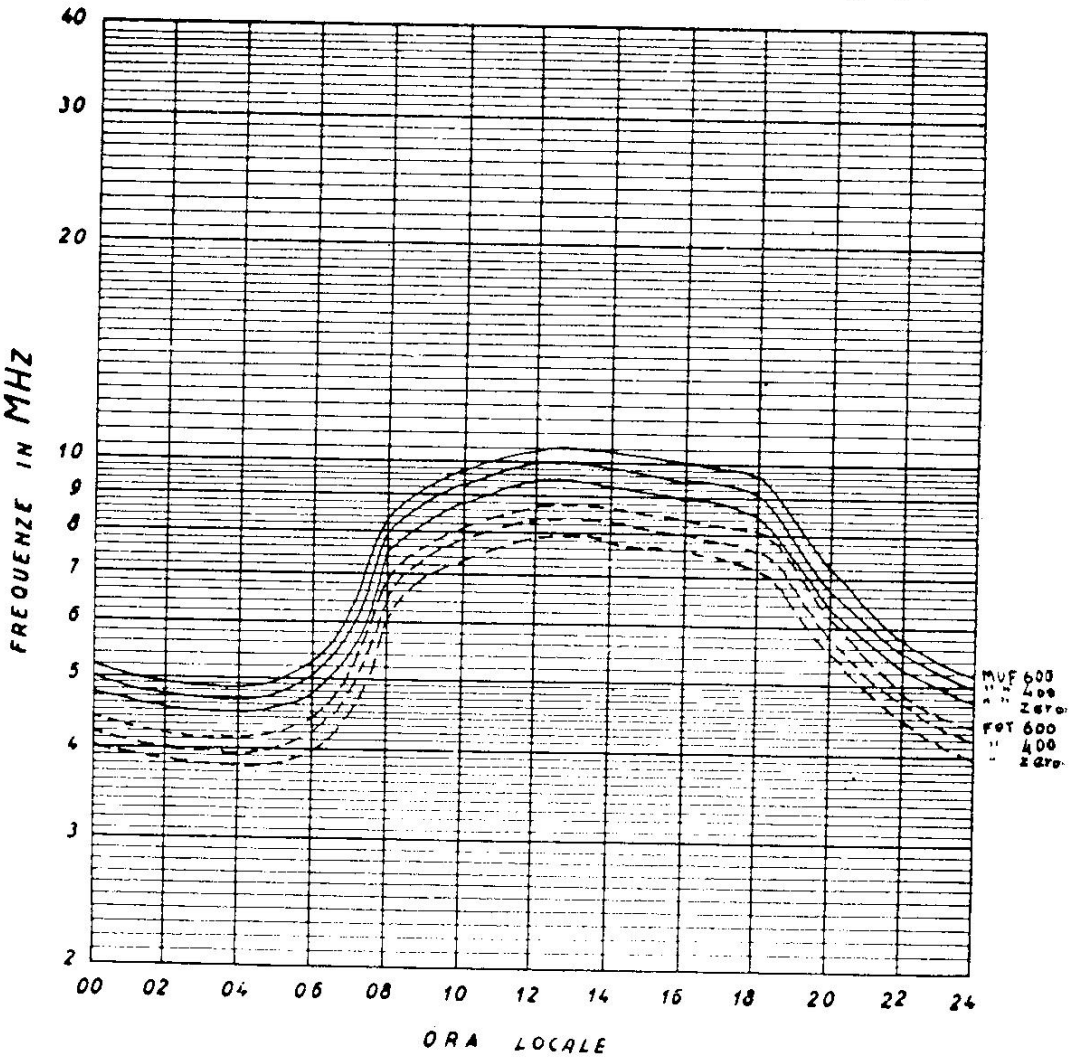
ORDINARIO

OBAT. - (3-56)

DOCUMENTO II - D - h - 32

(pag 1 con φ allegati)

In vigore dal 1° Marzo 1956 ore 0001 A



Nota: Sono state omesse le L.U.F.

FIG. 90–2.

Previsioni ionosferiche per ITALIA valevoli per il mese di marzo 1956 – Macchie solari N. 60.

ONDA IONOSFERICA LUF 95 % (mc/sec) PER APRILE 1956

Antenna	Potenza alimentazione watt	SERVIZIO: RADIOTELEFONIA – TEMPO: GIORNO – DISTANZA IN MEDIA: da 0 a 100	RADIOTELEFONIA – GIORNO – 250	RADIOTELEFONIA – NOTTE – da 0 a 100	RADIOTELEFONIA – NOTTE – 250	TELEGRAFIA MANUALE – GIORNO – da 0 a 100	TELEGRAFIA MANUALE – GIORNO – 250	TELEGRAFIA MANUALE – NOTTE – da 0 a 100	TELEGRAFIA MANUALE – NOTTE – 250
15 PIEDI verticale (mt 5)	15	> MUF	> MUF	> MUF	> MUF	> MUF	6,8	> MUF	6,4 *
	100	> MUF	12,7 *	> MUF	> MUF	10,6 *	5,7	> MUF	4,5
	400	> MUF	8,5	> MUF	> MUF	7,7	4,8	> MUF	2,9
50 PIEDI (25 ÷ 25) ad « L »	25	7,5	9,4	> MUF	> MUF	3,1	4,0	5,2	4,0
	100	5,6	5,6	> MUF	> MUF	3,8	4,0	3,9	2,4
	400	4,7	4,5	> MUF	> MUF	2,6	4,0	2,6	**
$\lambda/2$ orizz. alta 30 PIEDI	25	2,9	4,0	3,8	4,9	**	4,0	**	**
	100	2,6	4,0	2,5	3,3	**	4,0	**	**
	400	2,4	4,0	**	2,3	**	**	**	**

* La LUF è più alta della MUF, i valori sono dati per fare interpolazioni.
** La LUF è inferiore a 2 mc/sec.

ONDA IONOSFERICA MUF 50 % (mc/sec) PER APRILE 1956

Distanza in miglia	ORA LOCALE 00	02	04	06	08	10	12	14	16	18	20	22
0	5,5	5,3	5,1	6,1	7,6	8,6	9,3	9,4	9,3	9,3	7,6	6,2
250	5,0	5,6	5,4	6,4	8,0	9,0	9,8	9,9	9,8	9,8	8,0	6,5

FIG. 90–3.

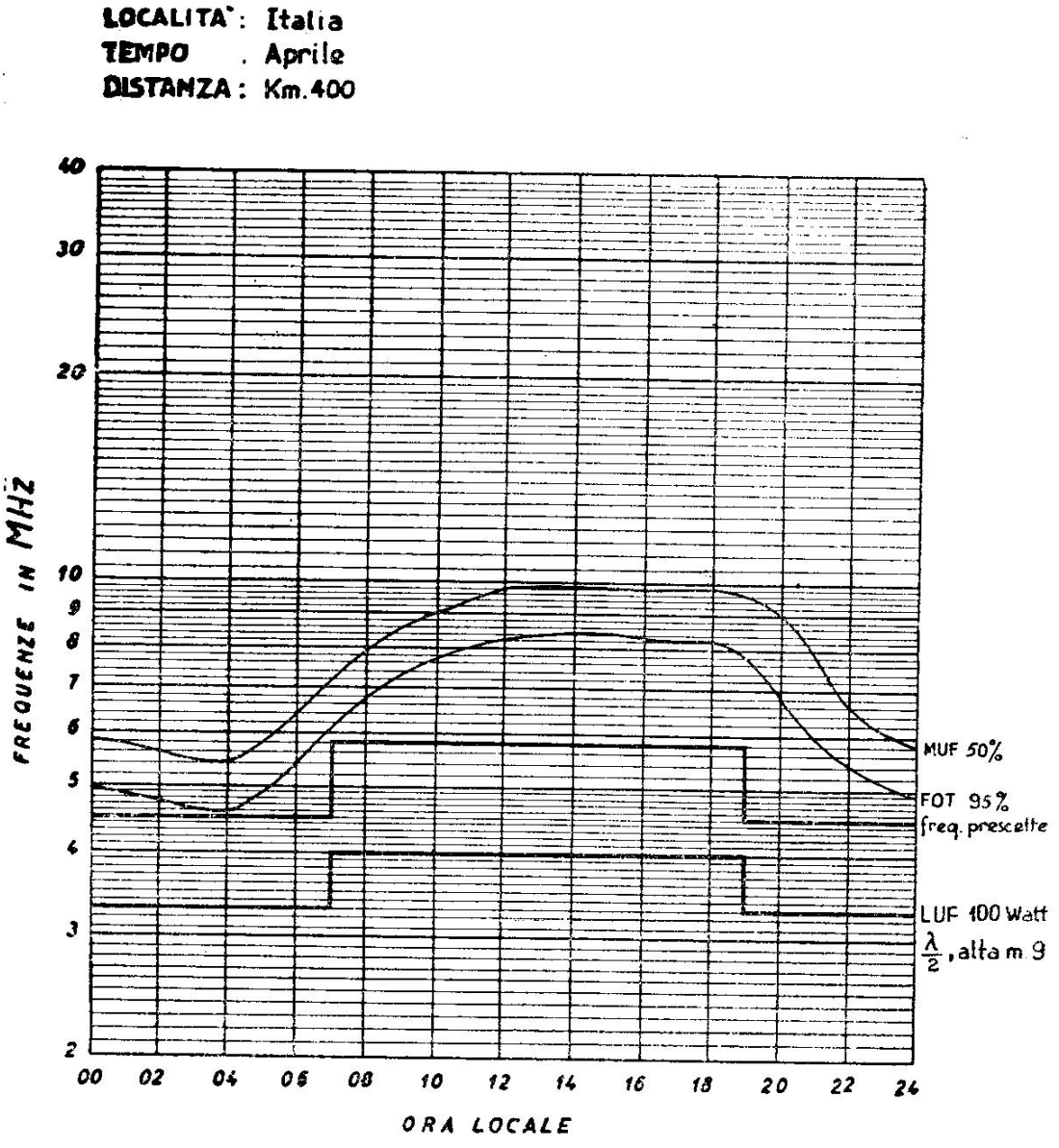

LOCALITA': Italia
TEMPO . Aprile
DISTANZA: Km.400
FREQUENZE IN MHz
40
30
20
10
9
8
7
6
5
4
3
2
00
02
04
06
08
10
12
14
16
18
20
22
24
ORA LOCALE
MUF 50%
FOT 95%
freq. prescelte
LUF 100 Watt
λ/2, alta m. 9

FIG. 91-1.

491. Esempio di applicazione dei nomogrammi presentati.

491.1. - Si desidera conoscere il valore di due frequenze (una diurna e l'altra notturna) che saranno riflesse al suolo nelle seguenti condizioni:

— località: Italia;
— tempo: Marzo 1956;
— distanza fra le località di emissione e di ricezione: km 600;
— probabilità che avvenga la riflessione: 95 % del tempo.

Soluzione: avvalendosi dei bollettini mensili emanati dallo SME:

— dalle ore 11 alle ore 16 f = 8,4 mc/sec;
— dalle ore 16 alle ore 11 f = 4,2 mc/sec.

491.2. - Si desidera conoscere il valore di due frequenze (una notturna e l'altra diurna) da assegnare ad un radiocollegamento avente le seguenti caratteristiche:

— località: Italia;
— tempo: Aprile 1956;
— distanza fra gli apparati: km 400;
— potenza di alimentazione antenna trasmittente: W 100;
— tipo di modulazione: radiotelefonia $(A)_3$;
— tipo di antenna impiegata: dipolo mezz'onda alto mt 9 dal suolo.

Soluzione: Avvalendosi del bollettino «SHORT DISTANCE» (figura 90-3) si è indicato, in figura 91-1;

— il valore della M.U.F. 50 %;
— il valore della F.O.T. da questo dedotto (0,85 M.U.F. = F.O.T.);
— il valore della L.U.F.

Il valore di due frequenze prescelte, intermedie fra le L.U.F. e le F.O.T. è di 4,5 mc/sec (notte) e di 5,8 mc/sec (giorno).

Il cambio della frequenza è previsto avvenga alle ore 7 e 19.

CAPITOLO 14

L'ONDA DIFFRATTA ED ONDA DIFFUSA

492. Generalità sull'onda diffratta e sull'onda diffusa.

492.1. – È stato constatato che a distanze alquanto elevate dei radiatori sono possibili notevoli intensità di campo al di là della visibilità, anche se si impiegano onde VHF ed UHF.

Dai dati ottenuti negli ultimi anni si può desumere:

— che il campo ricevuto varia presso a poco come il reciproco della distanza elevata alla 4ª potenza, esso varia, inoltre, molto poco con il variare della lunghezza d'onda o con l'altezza delle antenne;

— antenne ad elevato guadagno determinano un incremento del campo ricevuto, mentre l'attenuazione supplementare varia lentamente, passando da 40 *db* a 120 *db* circa, con il variare della distanza da 100 a 1000 km.

Poichè a queste frequenze l'onda ionosferica e quella superficiale hanno trascurabile importanza, mentre l'onda troposferica e quella spaziale al di là della visibilità non sono possibili, si è cercato di giustificare i fenomeni rilevati, *con le teorie della diffrazione e della diffusione.*

La teoria della diffrazione è basata sul principio di Huygens, secondo il quale ogni elemento di una superficie d'onda si deve considerare come una sorgente di onde elementari il cui inviluppo costituisce il fronte d'onda che avanza.

Nel punto P non in visibilità del radiatore A giungeranno contributi dei raggi di propagazione $B'P$, $B''P$, $B'''P$,.... irradiati in direzione di P dagli elementi della superficie d'onda anzidetta.

La quantità di energia ricevuta in P è funzione della intensità dell'energia contenuta nei vari raggi e della fase con cui le varie onde elementari raggiungono il punto P.

Dalla risoluzione analitica del problema appare che, in assenza di altri fenomeni (riflessioni dal ciglio dell'ostacolo):

— innalzando il punto P finchè esso raggiunga il punto P_0 (limite di visibilità), si constata che il valore efficace della intensità di campo aumenta con legge ad andamento esponenziale raggiungendo, nel punto P_0, il valore di quello che si constaterebbe essere presente nello spazio libero (cioè il valore $(E_0/_2)$;

— continuando ad innalzare il punto P il valore efficace della intensità di campo presente raggiunge quello che si verifica nello spazio libero (E_0), lo supera, subisce infine delle oscillazioni di ampiezza

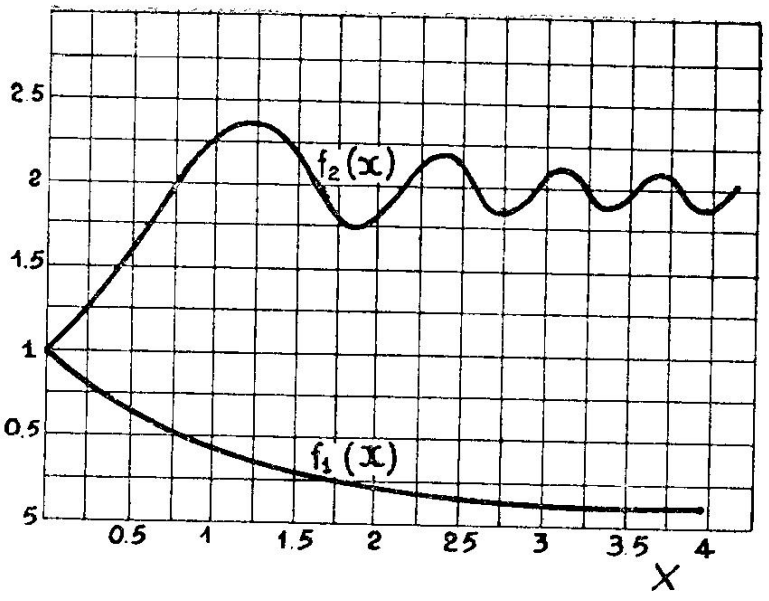


FIG. 92–1 – *Valore di* $f_1(x)$ *e di* $f_2(x)$ *nell'onda diffrattata.*

sempre più piccole intorno al valore che sarebbe trovato nello spazio libero;

— se l'ostacolo è di forma aguzza e non sono possibili raggi riflessi dalla sua sommità, definito il parametro:

$$x = h \sqrt{\frac{2\,(d_1 + d_2)}{\lambda\, d_1\, d_2}}$$

si possono individuare due funzioni di esso $f_1(x)$ e $f_2(x)$ (ottenute con gli integrali di Fresnel) da cui si può ricavare il campo diffratto E_d in funzione del campo E_0 che sarebbe trovato alla stessa distanza nello spazio libero:

$E_d = \frac{1}{2}\, E_0\, f_1(x)$ per diffrazione inferiore (non visibile);

$E_d = \frac{1}{2}\, E_0\, f_2(x)$ per diffrazione superiore (visibilità).

Le funzioni $f_1(x)$ ed $(F_2(x)$ sono date in forma grafica dalla annessa figura 92–1.

Dalla soluzione analitica–grafica si possono fare le seguenti considerazioni inerenti all'onda diffratta:

a) sono preferibili radiocollegamenti con frequenze basse;

b) sono preferibili ostacoli posti ad uguale distanza dai radiatori;

c) al limite della visibilità $h = 0$; $x = 0$; $f_1(x) = f_2(x) = 1$; $E_d = \frac{1}{2} E_o$.

In tal caso l'attenuazione supplementare introdotta dall'ostacolo vale:

$$A_s = \frac{E_o}{E_d} = 2 = 6\ db$$

d) in piena visibilità $E_d — E_o$;

e) se il ricevitore è alquanto al disotto della visibilità $(x > 1)$

$$E_d = \frac{0{,}225\ E_o}{x}.$$

In tal caso l'attenuazione supplementare introdotta dall'ostacolo vale:

$$A_s = \frac{E_0}{E_d} = \frac{x}{0{,}225} = (20 \log_{10} x + 13_{db}):$$

f) se $d_1 >> d_2$ si ha:

$$x = h \sqrt{\frac{2}{\lambda d_2}}$$

g) l'attenuazione supplementare determinata dall'onda diffratta in particolari condizioni di impiego (ostacolo a forma aguzza posto al centro, piccola altezza dell'ostacolo rispetto alla congiungente le antenne) è inferiore all'attenuazione che sarebbe presente alla stessa distanza fra antenne in visibilità se sono possibili notevoli riflessioni provenienti dal suolo.

Dette riflessioni, come è stato visto nell'onda spaziale, tendono ad annullare il campo presente per onda diretta.

L'effetto di miglioramento che deriva dall'ostacolo interposto rispetto alla condizione di visibilità prende qualche volta impropriamente il nome di « guadagno di ostacolo ».

492.2. – La teoria della diffusione (o turbolenza) parte dal presupposto che l'atmosfera (troposfera ed ionosfera) non è omogenea per cui l'indice di rifrazione di una zona dell'atmosfera ha delle variazioni a carattere casuale intorno al valore mediano. L'onda che attraversa l'atmosfera oltre a subire i fenomeni di riflessione e di rifrazione, subisce una diffusione, ossia l'energia incidente in parte viene diffusa in tutte le direzioni. Il calcolo di progetto dell'onda dovuta a diffusione è ancora in fase sperimentale.

PARTE V

CENNI DI RADIOGONIOMETRIA

501. Generalità.

Il radiogoniometro è un mezzo radioelettrico capace di determinare, entro certi limiti di approssimazione, la direzione ed il verso (linea di posizione) in cui si trova una stazione radio trasmittente di ubicazione incognita, rispetto al punto in cui si fa il rilevamento.

L'informazione fornita è costituita dal valore dell'angolo azimutale che la congiungente radiotrasmettitore–radiogoniometro (linea di posizione) forma con una direzione fissa di riferimento (es. nord magnetico o geografico).

Il radiogoniometro sfrutta una caratteristica di propagazione delle radioonde e precisamente il fatto che esse s'irradiano dall'emettitore lungo direzioni costituite da archi di cerchio massimo (cioè lungo il percorso più breve fra due punti della superficie terrestre). Questa caratteristica viene utilizzata a mezzo della *ricezione direttiva*, ottenuta accoppiando una antenna ad un ricevitore.

La caratteristica di direttività dell'antenna deve essere netta perchè occorre determinare con la maggiore possibile precisione una unica direzione in un fascio ristretto. Inoltre l'antenna deve consentire l'esplorazione sull'intero angolo giro del posto radiogoniometrico.

Il radiogoniometro consente di risolvere due tipi di problemi:

a) installato a bordo di un mobile (nave od aereo), consente la determinazione del punto di posizione del mobile stesso mediante il rilevamento di almeno due trasmettitori di posizione nota (radiofari). Questa forma di utilizzazione riveste grande importanza ai fini della navigazione marittima ed aerea, sebbene oggigiorno esistano altri mezzi radioelettrici di navigazione più idonei;

b) la determinazione del punto di posizione di un trasmettitore di ubicazione incognita mediante l'impiego di più apparati, convenientemente installati e in collegamento fra loro.

È questa la forma d'impiego che riveste interesse ai fini militari, in quanto può servire oltre che a guidare la navigazione di aerei amici, a determinare l'ubicazione di una trasmittente nemica o clandestina.

In linea teorica per la determinazione del punto di posizione di un trasmettitore occorrono almeno due radiogoniometri (fig. 501).

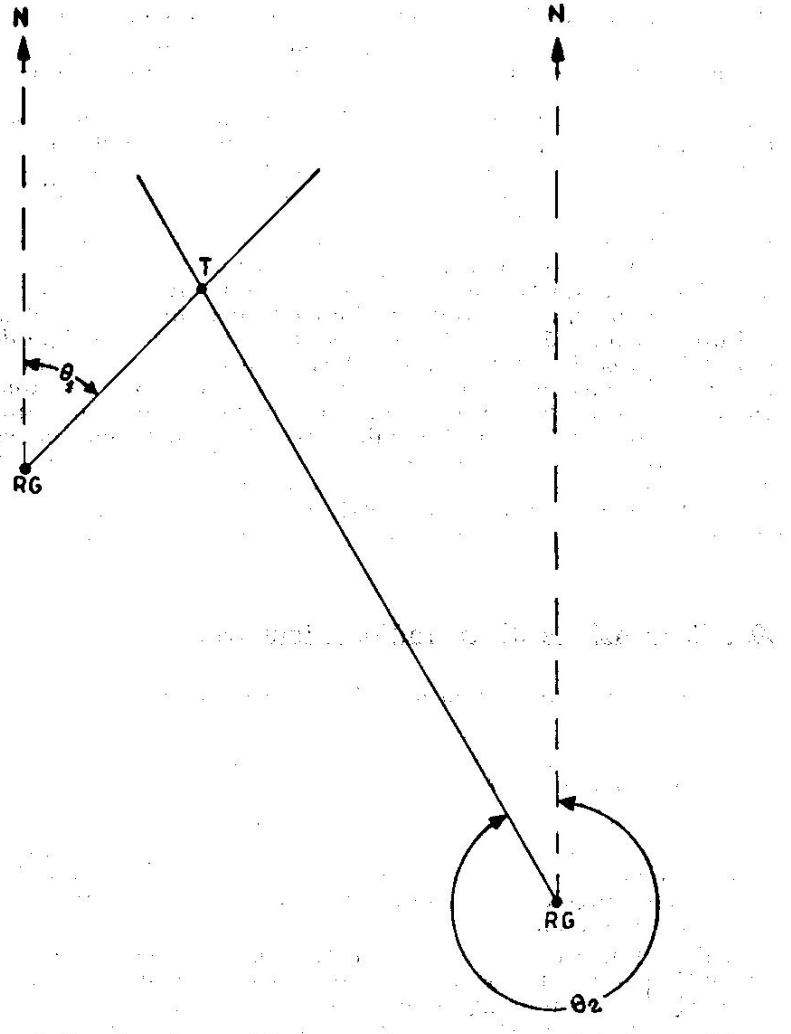


FIG. 501 – *Determinazione del punto di posizione del trasmettitore « T » mediante due radiogoniometri.*

Note le posizioni dei due radiogoniometri e gli angoli azimutali O_1 e O_2 che le linee di posizione determinano rispetto ad una direzione di riferimento (es. il Nord Geografico), è immediatamente deducibile in via analitica, o più semplicemente in via grafica, la posizione del punto *T*.

È evidente che l'esatta determinazione del punto di posizione è in stretta relazione alla precisione del rilevamento delle due coordinate angolari. In effetti, un sistema radiogoniometrico comporta diverse cause di errore, relative sia alla propagazione, che si discosta ovviamente dal modello ideale dello spazio libero, sia al mezzo radioelettrico sia all'operatore che apprezza ed utilizza i dati angolari *vedasi* paragrafo 505). Di conseguenza, in pratica, per la determinazione del punto di posizione di un trasmettitore occorre una maglia radiogoniometrica di tre e anche quattro radiogoniometri (per maggiori dettagli, *vedasi* la Pubblicazione 5122 « *Precisazioni tecniche per l'impiego dei radiogoniometri campali* » *capitolo IX*). Merita un cenno anche un particolare impiego di piccoli radiogoniometri portatili. Ad esempio, quando trattasi di scoprire un trasmettitore clandestino a distanza ravvicinata si ricorre ad un radiogoniometro del genere che consenta a chi lo adopera di avvicinarsi e scoprire materialmente il clandestino. Questo particolare tipo di radiogoniometro può anche servire per indicare il posto di raduno (trasmettitore) a gruppi di persone distribuite su una zona relativamente ristretta (es. paracadutisti).

502. Costituzione di un radiogoniometro.

Gli elementi fondamentali che costituiscono un radiogoniometro sono:

— l'*antenna direttiva*, che dà la possibilità di individuare la direzione di provenienza del segnale captato;

— il *radioricevitore*, che seleziona ed amplifica il segnale;

— l'*indicatore*, che costituisce l'organo di presentazione della informazione ed è così chiamato in relazione al fatto che la informazione è un dato angolare, leggibile su una scala graduata (generalmente in gradi sessagesimali).

Si deve tener presente che non tutti gli elementi sopra indicati sono presenti con la stessa forma e complessità nella realizzazione pratica dei vari tipi di radiogoniometri. Ad esempio, il tipo di radiogoniometro ad indicazione acustica su minimo (*vedi* paragrafo seguente), può assumere una struttura uguale a quella di un comune radioricevitore per comunicazioni, con la sola differenza dell'antenna direttiva. Viceversa nei tipi di radiogoniometri automatici ad indicazione oscilloscopica la complessità circuitale dell'apparato può divenire notevolissima e, accanto ai suddetti elementi fondamentali, se ne trovano altri accessori di non minore importanza. In genere si può dire che la complessità di un apparato radiogoniometrico è in relazione al tipo di indicatore usato.

Fissato il sistema di presentazione dell'informazione e stabilito il tipo di antenna in relazione alla banda di frequenza di lavoro ed alle distanze, può ritenersi definito il tipo di *sistema radiogoniometrico*, che si estrinseca in schemi costruttivi di pari complessità anche se notevolmente diversi.

I sistemi radiogoniometrici più notevoli e più usati sono due:

— *sistema manuale ad indicazione acustica su minimo,*

— *sistema automatico ad indicazione oscilloscopica.*

Al paragrafo seguente si dà un cenno sul primo sistema, che può considerarsi fondamentale.

Per maggiori notizie, si rimanda alla biblioteca tecnica esistente, e in particolare al TM-11-476 (*Radio Direction Finding*).

Si osserva soltanto, dal punto di vista pratico, che il tempo necessario per ottenere il rilevamento con un sistema radiogoniometrico automatico è valutabile a circa 1/10 di quello impiegato da un ottimo operatore per ottenerlo con un sistema radiogoniometrico manuale (3 sec. anzichè 30 sec.) e che questa riduzione della durata dell'operazione è preziosa quando la stazione trasmittente cerca di sottrarsi al rilevamento riducendo al minimo le emissioni ed interrompendole di frequente. Ciò giustifica l'impiego dei sistemi radiogoniometrici automatici, che sono più complessi ed ingombranti di quelli manuali.

503. Radiogoniometro manuale a telaio ad indicazione acustica su minimo.

Lo schema di principio di un radiogoniometro manuale ad indicazione acustica su minimo è riportato in figura 502.

In genere la radiogoniometria utilizza un'antenna direttiva che presenta un *diagramma di ricezione ad otto* [figura 504-(1)]. Nei radiogoniometri manuali, quest'antenna viene fatta ruotare a mano, fino a fermarla in una posizione in cui si annulla o diventa minima l'uscita audio del ricevitore, che l'operatore controlla mediante cuffia o altoparlante. Da questo procedimento d'impiego deriva la denominazione.

I tipi fondamentali di antenne radiogoniometriche con diagramma di ricezione ad otto sono due: l'*antenna a telaio e l'antenna Adcock.*

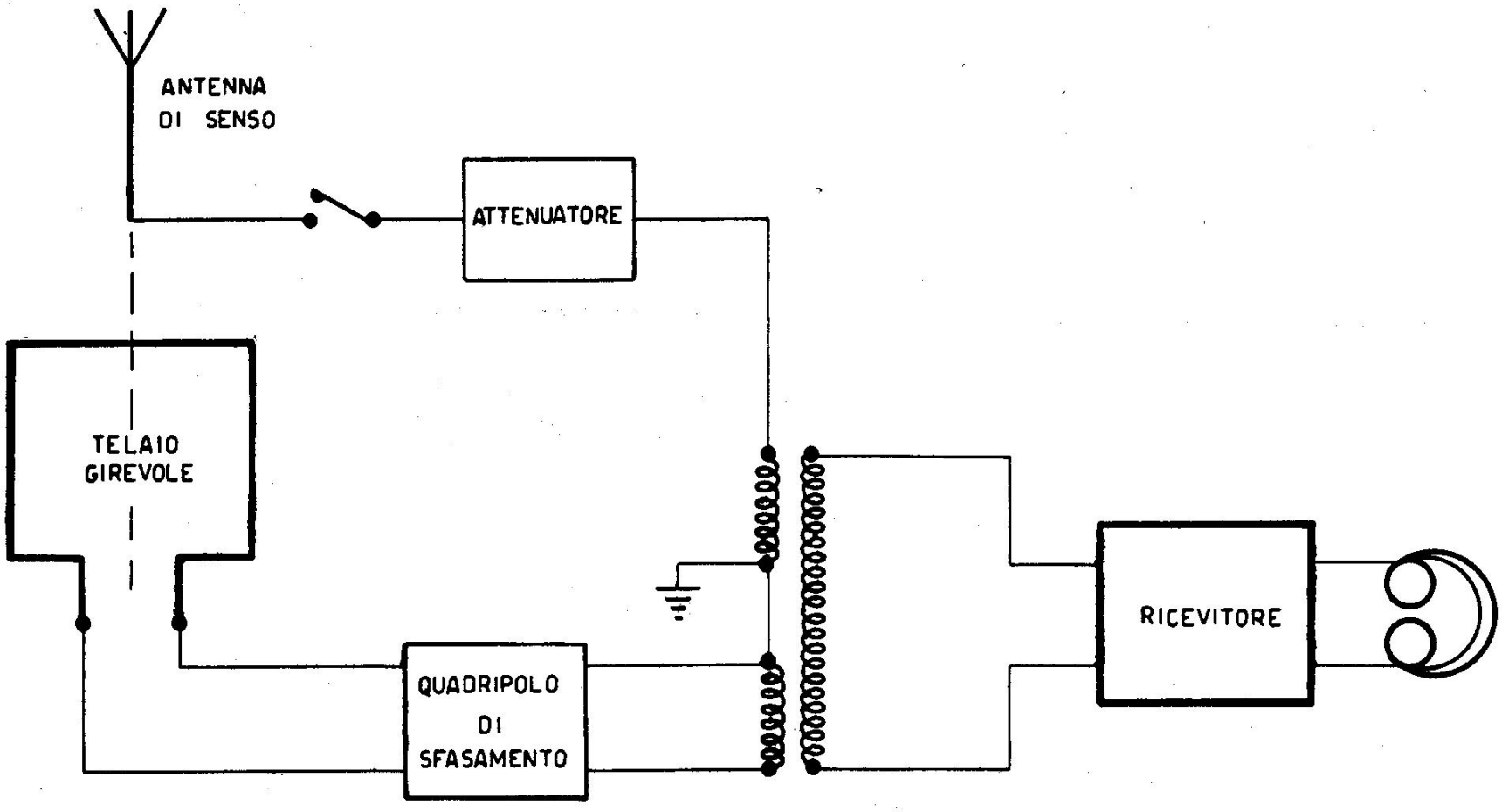


FIG. 502 - *Schema di principio di un radiogoniometro manuale ad indicazione acustica su minimo.*

Nel caso di rilevamento per *onda terrestre*, e quando può ammettersi la verticalità della polarizzazione del campo elettrico, l'*antenna a telaio* presenta il diagramma di ricezione desiderato, a condizione che la distanza tra i tratti verticali del telaio sia trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda.

Il comportamento dal punto di vista fisico del telaio ricevente è sintetizzato in figura 503 che mostra l'effetto di un'onda polarizzata verticalmente su un telaio rettangolare.

Quando il piano del telaio è perpendicolare alla direzione di provenienza dell'onda (caso C), le f.e.m. indotte nei due lati verticali sono uguali in ampiezza e fase. Agendo esse in opposizione sul circuito del telaio, si neutralizzano e la corrente risultante è nulla. D'altra parte, quando il piano del telaio è parallelo alla direzione di provenienza dell'onda, come nei casi *A* ed *E*, l'onda investe i due lati in tempi leggermente differenti, causando una differenza di fase nelle f.e.m. indotte nei due rami e quindi la presenza di una f.e.m. risultante ai capi del telaio.

La relazione quantitativa tra la f.e.m. risultante ed il campo elettrico è data da:

$$E = \frac{2\pi A N}{\lambda} \varepsilon \cos\theta = h_1 \varepsilon \cos\theta \qquad [1]$$

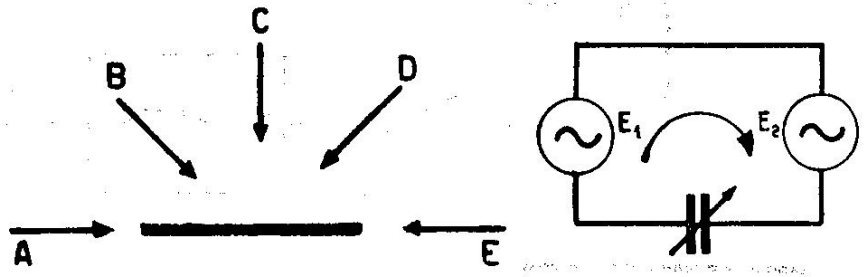
dove:

- E = ampiezza della f.e.m. risultante ai capi del telaio
- A = area della superficie racchiusa dalle spire del telaio
- N = numero delle spire del telaio
- ε = ampiezza del campo elettrico
- λ = lunghezza d'onda
- θ = angolo che la direzione di provenienza dell'onda forma con il piano del telaio
- h_t = altezza efficace del telaio.

L'ampiezza della f.e.m. risultante ai capi del telaio segue la legge del coseno dell'angolo azimutale 0 e quindi il diagramma polare di ricezione del telaio ha la classica forma ad otto, cioè di due cerchi tangenti esternamente [figura 504-(1)].

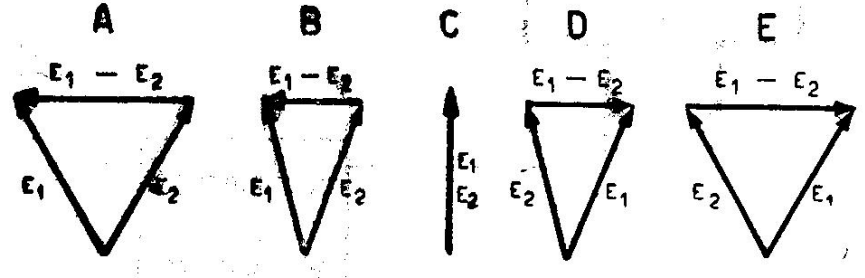
La direzione di provenienza della radioonda si può determinare ruotando il telaio fino a che il radiogoniometro ad esso associato non dà risposta nulla (*Rilevamento ad indicazione acustica su minimo*). In tale posizione la direzione di propagazione dell'onda e.m. è data dalla perpendicolare al piano del telaio, come risulta dalla [1] per $\theta = 90°$ o $\theta = 270°$. Il rilevamento è fatto sul minimo del segnale e non sul massimo perchè la posizione di massima ricezione è molto incerta, al contrario di quella di minima ricezione.

È da osservare che esistono sempre due posizioni per cui il piano dell'antenna ad otto è perpendicolare alla direzione di arrivo dell'onda. Si ha cioè un'ambiguità di 180° nel rilevamento. Tale ambiguità si elimina mediante l'operazione di *ricerca del senso*.



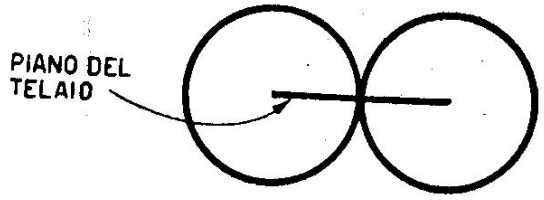
Telaio visto dall'alto.
Le frecce indicano le diverse direzioni di arrivo dell'onda e.m. considerate nei diagrammi vettoriali.

Telaio visto di fianco

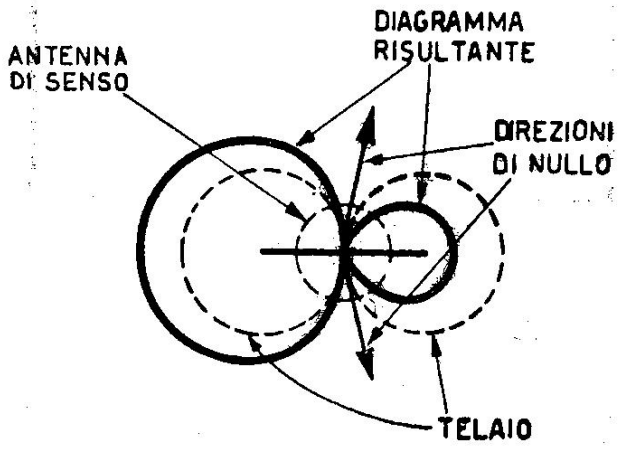


Diagrammi vettoriali delle f.e.m. agenti nel telaio.

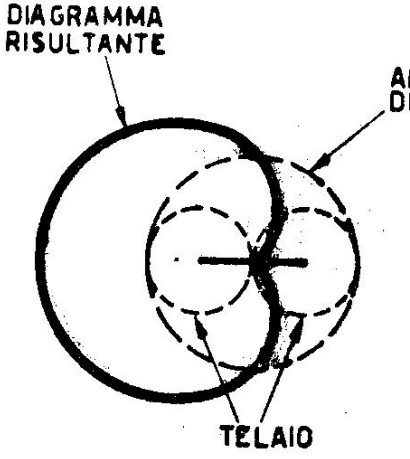
FIG. 503 – *Diagrammi vettoriali sul piano complesso che mostrano come le f.e.m. E_1 ed E_2, indotte nei lati verticali del telaio (per diverse direzioni di provenienza dell'onda e.m.), si combinano tra loro per dare luogo alla f.e.m. risultante ($E_1 - E_2$) agente nel telaio stesso.*



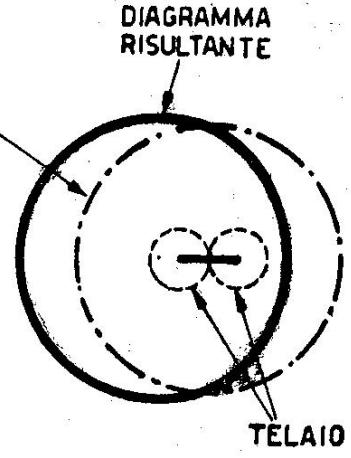
(1) Diagramma di direttività del telaio.



a) f.e.m. di senso piccola.

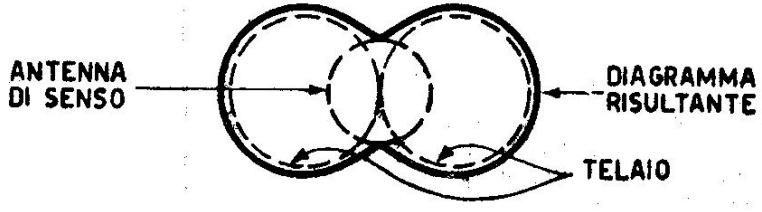


b) f.e.m. di senso uguale al massimo valore della f.e.m. di telaio.



c) f.e.m. di senso eccessiva.

(2) Diagrammi di direttività che si ottengono quando la f.e.m. di senso è in fase con quella del telaio.



(3) Diagramma di direttività che si ottiene quando la f.e.m. di senso è in quadratura con quella del telaio (effetto antenna).

FIG. 504 – *Diagrammi di direttività.*

Si introduce in serie con la f.e.m. del telaio un'altra f.e.m. derivata da un'antenna verticale (*antenna di senso*, fig. 502), la quale ha una caratteristica di ricezione direttiva nel piano orizzontale. Il diagramma di direttività derivante dalla combinazione delle due antenne può assumere diverse forme, come indicato in figura 504–(2) e 504–(3). Esso assumerà la forma di *cardioide* perfetta quando le ampiezze massime dei due diagrammi componenti sono uguali [fig. 504–(2) caso *b*)].

Il diagramma a cardioide permette di determinare il senso del rilevamento in quanto possiede una sola direzione di nullo. Se rimane fisso il senso dell'accoppiamento tra antenna di senso e telaio, sarà sempre lo stesso lato del telaio che, rivolto verso la stazione emittente produrrà la opposizione fra le f.e.m. delle due antenne. Tale lato, opportunamente contrassegnato, potrà servire per indicare la direzione di provenienza del segnale perchè, rivolto verso la stazione emittente, indebolirà la ricezione, viceversa la rinforzerà se rivolto dalla parte opposta. In definitiva la pratica procedura per la determinazione del senso è la seguente: dopo aver disposto il telaio per la minima risposta ed aver annotato il valore azimutale trovato (determinazione della direzione) si connette a mezzo di un pulsante l'antenna di senso e si ruota il telaio di 90° in una determinata direzione. Se l'uscita dal ricevitore diminuisce, il valore azimutale annotato è quello esatto: se invece l'uscita aumenta il valore azimutale annotato differisce di 180° da quello esatto.

È da osservare che il diagramma di ricezione a cardioide non è mai perfetto: in genere si ha un diagramma che si discosta più o meno dalla forma ideale, secondo quanto indicato nella figura 504–(2), casi *a*) e *c*).

Per tale motivo il diagramma a cardioide non viene mai usato direttamente per la determinazione della direzione. Tuttavia esso permette sempre di determinare il senso perchè l'ampiezza della direzione di massimo della cardioide è sempre nettamente maggiore dell'ampiezza della direzione opposta, e l'operatore può apprezzare ad orecchio questa differenza.

504. Errore di polarizzazione - Antenna Adcock.

La teoria dimostra che un radiogoniometro con antenna a telaio dà affidamento solo nei rilevamenti su *onda terrestre*, cioè se l'onda ricevuta si propaga orizzontalmente ed è polarizzata verticalmente. Ciò si verifica sempre se il radiogoniometro ed il trasmettitore si trovano al livello del suolo e sono separati da una distanza non superiore a quella di normale propagazione dell'onda terrestre.

Viceversa, quando l'onda arriva *con forte angolo di incidenza*, ed è costituita da *componenti a polarizzazione orizzontale e verticale* come

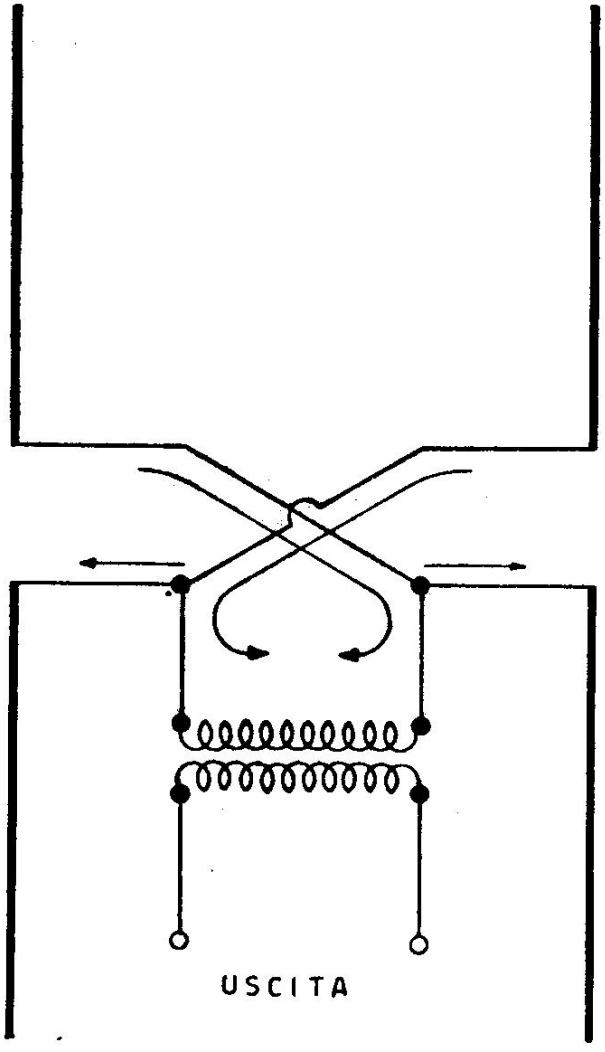


FIG. 505 – *Antenna Adcock ad* H.

è il caso dell'onda ionosferica, l'indicazione di nullo che si ottiene da un'antenna a telaio può appartenere ad una delle categorie seguenti e può passare rapidamente da una categoria all'altra:

a) Si può ottenere un nullo molto netto, che è perciò affetto da un errore di entità qualsiasi tra 0° e 90°.

b) L'indicazione può dare un rilevamento corretto, ma i nulli possono essere ampi ed indistinti.

c) I nulli possono risultare entrambi indefinibili ed inesatti (questo è il caso usuale di notte).

d) Si può ricevere un segnale forte ma non è assolutamente possibile trovare un nullo.

In definitiva, la presenza di onde a forte angolo di incidenza con polarizzazione mutevole e complessa dà origine ad errori e fluttuazioni di rilevamento che vengono denominati *effetto notte*, *effetto aeroplano* o più semplicemente *errori di polarizzazione*. Questi errori sono invariabilmente associati alla ricezione della componente del campo elettrico a polarizzazione orizzontale. Ne consegue che se al posto del telaio si impiega un'antenna insensibile alla componente orizzontale del campo, gli errori vengono evitati. Un'antenna che soddisfa entro larghi limiti a questa condizione è l'*antenna Adcock*, che può assumere varie configurazioni. In figura 505 è riportato il tipo ad « *H* », che consiste in due antenne verticali distanziate, opportunamente collegate fra loro. Il funzionamento di una tale antenna, per quanto riguarda onde polarizzate verticalmente, è identico a quello del telaio. È ciò perchè la corrente risultante nella bobina di uscita dell'antenna Adcock è proporzionale al vettore differenza delle f.e.m. indotte nei due stili verticali esattamente come nel caso del telaio. Per contro, le componenti a polarizzazione orizzontale del campo non influenzano l'antenna Adcock giacchè le f.e.m. indotte nei due elementi orizzontali sono identiche in fase ed ampiezza e si annullano in conseguenza della disposizione circuitale.

Se il distanziamento tra i dipoli è piccolo rispetto alla lunghezza d'onda, l'antenna Adcock presenta un diagramma di ricezione ad otto identico a quello del telaio e quindi quanto si è detto a proposito del telaio circa il procedimento radiogoniometrico resta sempre valido.

L'antenna Adcock viene usata sia per i rilevamenti per onda ionosferica che per quelli su onde metriche (VHF) e decimetriche (UHF), in cui la propagazione avviene secondo due cammini: quello diretto e quello indiretto, riflesso dalla superficie terrestre.

505. Errori radiogoniometrici.

Generalità. Per comodità gli errori di rilevamento che s'incontrano in radiogoniometria possono essere suddivisi in più tipi generali:

a) Gli errori che dipendono dall'ora del giorno e dalle condizioni di propagazione sono noti come *errori di propagazione o di percorso* (PROPAGATION ERRORS or PATH ERRORS). In questo tipo di errore sono compresi la deviazione laterale ionosferica, la rifrazione da effetto costa, l'interferenza da molteplicità di percorso e gli errori di polarizzazione di cui è già detto nel paragrafo precedente.

b) Gli errori relativi all'apparecchiatura sono detti *errori strumentali* (INSTRUMENTAL ERRORS).

c) Gli errori dovuti alle caratteristiche dell'ambiente in cui è impiantata l'apparecchiatura sono noti come *errori dovuti al posto d'impianto* (SITE ERRORS).

A) *Errori di propagazione.*

1. – *La deviazione laterale ionosferica* (IONOSPHERIC LATERAL DEVIATION) si verifica quando un'onda viene riflessa dalla ionosfera lungo un percorso che si discosta dall'arco di cerchio massimo passante per le stazioni trasmittente e ricevente. Ciò è dovuto all'inclinazione dello strato riflettente della ionosfera e possono conseguirne errori dell'entità di 4 o 5 gradi in assenza di altre fonti di errori. Errori maggiori possono risultare se la deviazione laterale è presente assieme ad effetti d'interferenza.

La presenza della deviazione laterale è in genere riconosciuta per una lenta oscillazione del rilevamento con periodo di parecchi minuti.

2. – Quando un'onda terrestre incontra un improvviso cambiamento delle condizioni del terreno, quale una linea costiera (obliqua rispetto alla direzione di propagazione), può avvenire la rifrazione dell'onda stessa, che provoca errori di goniometria dell'entità di 4 o 5 gradi. Questo tipo di errore che capita in genere nelle installazioni costiere, è noto come *rifrazione da effetto costa* (COASTAL REFRACTION).

3. – *Gli errori di polarizzazione* (POLARIZATION ERRORS) si riscontrano quando l'onda radio in arrivo è polarizzata anormalmente e possono raggiungere il valore di 90°, come detto al paragrafo precedente.

L'accertata presenza dell'errore di polarizzazione deve sempre costituire avvertimento che i rilevamenti presi in queste condizioni non danno affidamento e, quando possibile, l'acquisizione di detti rilevamenti deve essere procrastinata di diverse ore.

4. – La simultanea presenza di onde terrestri e ionosferiche nell'ambito dell'antenna del radiogoniometro renderà difficoltoso il tentativo di definire un rilevamento. Questo fenomeno, chiamato *interferenza da molteplicità di percorso* (MULTIPATH INTERFERENCE), è causato da due o più onde che raggiungono l'antenna ricevente per strade diverse. Le onde si combinano per dare luogo alla cancellazione o al rinforzamento del segnale e ne può risultare uno spostamento apparente di rilevamento.

5. – Gli errori derivanti da interferenza da molteplicità di percorso risultano più pronunciati usando una antenna a telaio specialmente quando è presente anche l'errore di polarizzazione.

In assenza dell'errore di polarizzazione, dove l'interferenza si verifica tra onde a polarizzazione normale e di uguale ampiezza, si può avere la completa cancellazione del segnale. In tali condizioni qualsiasi segnale ancora presente in una antenna Adcock trarrà origine dalla ricezione dei segnali dovuti a riflessione sparpagliata (scattered signals) e di segnali di reirradiazione (reradiation signals), se non addirittura dallo sbilanciamento dell'antenna e dei relativi cavi. Tali segnali spuri sono in genere di breve durata.

La regola da seguire è quella di attendere che l'indicazione diventi più stazionaria e prendere il rilevamento in concomitanza con la massima ampiezza del segnale.

Sebbene la teoria ammette possibile un errore di 90° sia con l'antenna a telaio che con l'antenna Adcock, l'uso della seconda darà rilevamenti di gran lunga più esatti ogni qualvolta si sospetti la presenza di errori di polarizzazione e di interferenza da molteplicità di percorso.

B) *Errori strumentali.*

Esistono due tipi generali di errori strumentali. Quelli inerenti all'apparecchiatura (così come l'errore ottantale) derivano dalle caratteristiche fondamentali di progetto e dovrebbero essere distinti da quelli che risultano dalle tolleranze di costruzione o dal fatto che l'apparecchiatura è installata o regolata in modo imperfetto.

1. – *Errore ottantale.* Si è detto che il diagramma di risposta di un'Adcock è pressochè lo stesso di quello di un telaio. Ciò può considerarsi vero solo quando il distanziamento tra gli elementi dell'antenna Adcock è minore di 1/8 della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza ricevuta. Quando il distanziamento supera questo valore il diagramma si modifica, acquisendo eventualmente una forma a quattro lobi. Ciò dà origine all'errore ottantale che, come si arguisce dal suo nome, raggiunge un massimo positivo o negativo, come pure un minimo, entro ogni ottante (ogni 45°).

In genere, per i sistemi di antenna Adcock si fornisce una serie di curve di correzione dei rilevamenti. Questa correzione non è di solito necessaria quando si impiega l'antenna a telaio.

2. – *Errore quadrantale.* Questo errore deriva da difetti della apparecchiatura o della installazione (specie su veicoli). Per esempio, quando gli elementi di un'antenna a telai incrociati non sono uguali, la captazione dell'elemento più grande farà propendere in suo favore tutti i rilevamenti. Questo errore raggiunge un massimo positivo o negativo e un minimo in ogni quadrante, donde il nome. Esso può essere individuato in sede di taratura e se ne possono dedurre le relative curve di correzione.

Lo stesso tipo di errore può trarre origine da irregolarità di distanziamento e di installazione di un sistema Adcock, come pure dallo sbilanciamento dei cavi di antenna.

C) *Errori dovuti al posto d'impianto.*

Il posto in cui è impiantata l'apparecchiatura può costituire una sorgente di errore nel prendere i rilevamenti. I fattori, quali le irregolarità della conduttività del terreno, la presenza di conduttori nelle vicinanze o la topografia della zona, possono introdurre errori di minore o maggiore importanza. L'uso di un contrappeso diminuirà gli errori provocati dalla non uniforme conduttività del terreno, mentre la scelta di un buon posto di impianto, libero da conduttori sopraelevati e abbastanza lontano da colline, eliminerà la maggior parte degli altri errori.

Per la scelta del posto d'impianto, *vedasi* il capitolo V della già citata Pubblicazione 5122 « *Prescrizioni tecniche per l'impiego dei radiogoniometri campali* ».

PARTE VI

CENNI ELEMENTARI DI CIFRA

CENNI ELEMENTARI DI CIFRA

601. Generalità.

La tutela del segreto delle comunicazioni e la conseguente « necessità » di poter corrispondere per mezzo di idonei procedimenti crittografici è stata in ogni tempo strettamente legata alla storia politica e militare di tutti i Paesi.

Tale « necessità » si è sempre più accentuata in relazione al largo uso dei mezzi radio ed alla aumentata possibilità di intercettazione delle comunicazioni.

L'esperienza delle due guerre mondiali ha ampliamente contribuito ad una rapida evoluzione dei mezzi di cifratura, che hanno cercato di adeguarsi alle caratteristiche dei mezzi di trasmissione moderni.

Ogni mezzo di cifratura deve servire per comunicazioni classificate di speciale carattere ed è assegnato per tali comunicazioni a determinati livelli gerarchici tenendo soprattutto conto delle caratteristiche di ermeticità, rapidità e pracitità di impiego che ad esso si richiedono.

Ciò impone talvolta l'abbandono della ermeticità *assoluta* a favore della celerità e semplicità d'impiego, allorchè il segreto da realizzare è di breve durata (qualche giorno e talvolta qualche ora).

Secondo le loro classifica di segretezza i messaggi sono quindi sottoposti a cifrature, più o meno ermetiche, in maniera da renderli *assolutamente* inintellegibili ad eventuali intercettatori, o quanto meno, da richiedere per la loro intellegibilità un lunghissimo lavoro, tale da oltrepassare i limiti di tempo utili per lo sfruttamento delle notizie in essi contenute.

I mezzi oggi a disposizione nel campo della cifra comprendono macchine telecifranti e radiotelecifranti, macchine cifranti elettriche, elettromeccaniche e meccaniche, oltre ad alcuni classici sistemi di cifratura manuale, rappresentati in genere da « repertori » e « tabelle ».

Nei successivi paragrafi si riportano alcune definizioni di termini tecnici spesso ricorrenti e, a titolo informativo, alcuni cenni sulle classiche operazioni fondamentali di cifratura (trasposizione e sostituzione) e sui sistemi attualmente più in uso (macchine cifranti e telecifranti).

602. Definizioni crittografiche.

Testo chiaro: è il testo originale da trasmettere, composto di voci in chiaro.

Cifrare: è la trasformazione di un testo chiaro in testo cifrato per mezzo di procedimenti di cifratura convenuti tra due o più corrispondenti.

Decifrare: è l'operazione inversa, consistente nel riportare il testo cifrato al testo chiaro originale.

Cifrario: è il complesso dei documenti o delle regole occorrenti per cifrare. Spesso si indica coi nome di cifrario il solo documento principale contenente le indicazioni di corrispondenza tra parola e cifra. A questo possono essere annesse speciali regole, rappresentate da parole o cifre convenzionali dette *chiavi*, oppure speciali tabelle cifranti.

Crittogramma (o testo cifrato): è il testo ottenuto dopo compiuta l'operazione di cifratura. Consiste in una serie di segni, composti in prevalenza di lettere o di cifre, apparentemente incomprensibile.

Crittografia: è l'arte, o la scienza, delle scritture segrete. Essa studia sia i sistemi ed i procedimenti relativi alla cifratura, sia quelli relativi alla decrittazione.

Decrittare: è l'operazione equivalente alla decifratura, ma compiuta attraverso lo studio e con l'ausilio di altri mezzi da chi non sia il destinatario della comunicazione cifrata, senza quindi conoscere, a priori, nulla dei procedimenti e delle convenzioni adoperate dal cifratore.

Crittologo: è la persona specializzata in materia crittografica che si occupa della elaborazione dei sistemi di cifratura e della decrittazione dei testi cifrati intercettati.

603. Elementi e operazioni fondamentali della cifratura.

Gli elementi in cui può essere scomposto il testo chiaro e sui quali può operare la cifratura, possono essere:

— lettere semplici (cifratura monogrammica);

— gruppi di due o più lettere consecutive (cifratura poligrammica);

— parole o frasi (cifratura logogrammica);

— frazione o parti di lettere (cifratura tomogrammica).

Dal punto di vista crittografico si distinguono due operazioni fondamentali applicabili a tali elementi:

— la *trasposizione*, che effettua lo scambio di posizione degli elementi del testo chiaro, disordinandoli, in base ad una determinata regola, in modo da rendere difficile la ricostruzione del testo chiaro a chi non conosce la regola secondo cui essa è stata effettuata;

— la *sostituzione*, con la quale gli elementi del testo chiaro — conservando, gli uni rispetto agli altri, il loro ordine normale di successione — vengono sostituiti con altri elementi convenzionali (in genere lettere o numeri), in base a determinate regole e procedimenti, noti ai corrispondenti.

604. Cenni sui sistemi di trasposizione.

L'operazione di trasposizione si applica normalmente solo alle lettere semplici (cifratura monogrammica) od alle frazioni di lettere (cifratura tomogrammica).

Numerosissimi sono i sistemi di cifratura per trasposizione. Molti di essi sono però eccessivamente semplici ed altri troppo complicati, per cui quelli praticamente adottabili si riducono a pochi (trasposizione semplice e con chiave, trasposizione doppia e con griglia).

In genere, per ragioni di ermeticità, i sistemi di trasposizione vengono utilizzati in unione ad altri e nelle operazioni accessorie o di sopracifratura.

605. Cenni sui sistemi di sostituzione.

L'operazione di sostituzione può essere applicata indifferentemente a tutti gli elementi del testo chiaro dando luogo a vari sistemi (monogrammici, poligrammici, logogrammici e tomogrammici).

a) I sistemi di sostituzione monogrammica letterale sono i più diffusi. In essi ciascuna lettera del testo chiaro viene sostituita con un segno convenzionale, in genere rappresentato da un'altra lettera dell'alfabeto.

Si distinguono 2 categorie di sostituzioni monogrammiche letterali corrispondenti ai sistemi « monoalfabetici » e « polialfabetici ».

Nei *sistemi monoalfabetici* si stabiliscono 2 liste alfabetiche:

– una lista detta « chiara o decifrante » contenente le 26 lettere dell'alfabeto dispone in ordine regolare;

– un'altra adiacente alla prima detta « cifrante », comprendente le lettere che si vogliono fare corrispondere a quelle dell'alfabeto chiaro.

Esempio:

Lista chiara o decifrante:

A B C D E F G H I J K L M N O P Q R S T U V W X Y Z

Lista cifrante:

E R L W X P J S A H M B F T N Y Z Q K C I O D G V

I sistemi monoalfabetici per la loro scarsa ermiticità non devono essere assolutamente impiegati da soli.

Nei *sistemi polialfabetici* invece di una sola lista cifrante se ne hanno invece diverse, che vengono usate alternativamente secondo apposite convenzioni o chiavi.

In genere ciascuna lista della serie viene individuata da una « lettera indicatrice della lista », detta anche « lettera chiave » o semplicemente « chiave ».

La sequenza delle lettere chiavi, che indica la successione delle liste da usare per cifrare o decifrare, viene comunemente detta « verme ».

Il verme può essere a chiave « periodica » o « continua ».

L'ideale nei sistemi polialfabetici sarebbe quello di poter disporre di vermi « continui » di lunghezza indefinita, in quanto la decrittazione è tanto più difficile quanto più il verme è lungo ed incoerente.

I sistemi polialfabetici sono i più adatti per l'applicazione alle macchine cifranti. Con esse si realizzano vermi lunghissimi, che raggiungono normalmente prima di ripetersi, un numero di chiavi sull'ordine di milioni.

b) I sistemi di sostituzione poligrammica si basano sulla sostituzione di gruppi di due o più lettere chiave consecutive con altrettante lettere che fungono da cifra. Sono in genere utilizzati come procedimenti di cifratura manuale e trovano raramente applicazione nelle macchine crittografiche.

c) I sistemi di sostituzione tomogrammica operano la cifratura su frazioni di lettere, cioè ogni lettera viene dapprima rappresentata

mediante gruppi di 2 o più lettere (o numeri o altri simboli) che vengono poi separatamente cifrati.

Essi rappresentano procedimenti piuttosto complicati e raramente impiegati nei sistemi manuali. Trovano invece particolare applicazione nelle macchine crittotelegrafiche (*vedi* 607 c).

d) I sistemi di sostituzione logogrammica sono rappresentati da « repertori o codici » ed anche da semplici « tabelle ». Essi costituiscono i sistemi di cifratura manuale più usati in quanto, rispetto agli altri sistemi manuali, sono di più facile e rapido impiego.

Sono soggetti al pericolo della manomissione e garantiscono l'ermeticità solo se frequentemente cambiati.

Nei repertori, il procedimento di cifratura agisce sulle lettere, sillabe, parole, frasi, ecc. del testo chiaro, trasformandole in determinati gruppi di lettere o cifre chiamati « gruppi cifranti ».

Ove si richieda una maggiore garanzia di segretezza si ricorre a una seconda cifratura o « sopracifratura ».

I sistemi a semplice « tabella » (tipo Slidex e simili) sono molto pratici per comunicazioni particolari che necessitano di un limitatissimo vocabolario.

Essi offrono scarse garanzie di ermeticità e sono impiegabili solo per comunicazioni a carattere campale di scarso valore, da scambiarsi tra i minori reparti.

606. Classificazione pratica dei sistemi di cifratura.

In base alla natura degli elementi del testo chiaro, sui quali la cifratura agisce, nel campo pratico i sistemi di cifratura sopra accennati vengono generalmente raggruppati in due sole categorie corrispondenti ai sistemi « letterali » e « a repertorio ».

a) Nei *sistemi letterali* il procedimento di cifratura (monogrammica, poligrammica o tomogrammica) agisce, per mezzo della trasposizione o della sostituzione o di entrambe le operazioni, sui singoli elementi costitutivi (lettere, gruppi fissi di lettere o frazioni di lettere) delle voci del testo chiaro.

I sistemi di cifratura letterali, una volta molto usati, trovano oggi per la loro eccessiva lentezza scarsa applicazione nella cifra manuale. Essi vengono generalmente ancora utilizzati come sistemi particolari di cifratura e nelle operazioni accessorie e di sopracifratura.

Trovano invece larga applicazione nelle macchine cifranti (cifratura monogrammica) e in quelle telecifranti (cifratura tomogrammica).

b) Nei *sistemi a repertorio* il procedimento di cifratura logogrammica agisce solo per sostituzione.

Tali sistemi rappresentano nella cifratura manuale una evoluzione rispetto a quelli letterali; infatti per rimediare alla lentezza di una cifratura lettera per lettera si è ideato di sostituire ad una parola, o espressione, o frase intera del chiaro, un simbolo cifrato.

Dal punto di vista crittografico si possono distinguere due tipi di codici o repertori:

— *regolare*, in cui alle voci chiare, disposte in ordine alfabetico corrispondono gruppi cifranti disposti in ordine regolare. Quindi un unico repertorio serve indifferentemente per la cifra e la decifra;

— *intervertito*, in cui alle voci chiare disposte in ordine alfabetico corrispondono gruppi cifranti disordinati, e viceversa ai gruppi cifranti disposti in ordine regolare corrispondono voci chiare non in ordine alfabetico. Richiede due volumi distinti (od un volume suddiviso in due parti).

I codici regolari data la loro scarsa ermeticità non trovano impiego nella cifra militare.

Appartengono al tipo *regolare* i codici *paginali*. In essi i gruppi cifranti si ottengono riunendo un gruppo di 2 o 3 cifre — scritto in testa alla pagina e che vale per tutte le voci di quella pagina — con un altro gruppo, in genere di 2 cifre, che indica la riga in cui è scritta la voce chiara da decifrare.

Soltanto i codici *intervertiti* possono sufficientemente garantire il segreto, purchè i gruppi cifranti, che si succedono in corrispondenza delle voci chiare alfabeticamente vicine, non abbiano alcuna relazione tra loro. Si devono, però, impiegare largamente *gruppi omofoni* (aventi medesimo significato chiaro), *gruppi nulli* (senza significato) ed eventualmente *gruppi polifonici* (aventi più significati chiari) non equivocabili nel contesto).

I sistemi di cifratura a repertorio, allo scopo di aumentare la loro ermeticità, vengono generalmente usati con una seconda cifratura o « sopracifratura » la quale opera sul testo già cifrato.

La sopracifratura ha lo scopo di cambiare la forma dei gruppi cifranti e di eliminare o disperdere le ripetizioni.

Qualunque sistema letterale di trasposizione e sostituzione può essere adoperato per una seconda cifratura.

Uno dei sistemi più usati con i repertori a gruppi cifranti numerici è quello delle chiavi addittive o sottrattive, consistenti in una serie di gruppi di cifre (verme chiave) che si aggiungono (o si sottraggono), ai gruppi di cifre del testo già cifrato.

Per rendere più semplice il procedimento e per evitare errori vengono, in genere, aboliti i riporti.

I vermi chiave (addittivi o sottrattivi) vengono generalmente contenuti in apposite tabelle riunite in fascicoli o blocchi sigillati.

Mediante un gruppo indicatore, mascherato nel crittogramma o adoperato con altra convenzione, viene indicato il punto d'inizio del verme di sopracifratura impiegato.

Per ottenere la massima garanzia del segreto è necessario poter disporre per ogni messaggio di « vermi chiave » continui costituiti da sequenze numeriche del tutto casuali e da adoperare una sola volta.

607. Macchine crittografiche e crittotelegrafiche.

a) *Generalità.*

I repertori e qualsiasi altro procedimento crittografico manuale, per quanto abilmente costruiti ed impiegati, costituiscono sistemi di cifratura eccessivamente lenti e malsicuri e si considera il pericolo della manomissione e le insidie a cui essi sono esposti.

L'orientamento odierno è verso l'impiego delle macchine cifranti (« off–line »; per la cifratura « fuori linea ») e delle macchine crittotelegrafiche o telecifranti (« on–line »: per la cifratura su « linea »), di cui oggi la tecnica ha saputo realizzare esemplari di alta ermeticità e sicurezza.

Generalmente tali macchine vengono realizzate sfruttando i sistemi di sostituzione letterale e in particolare quelli monogrammici (macchine cifranti) e tomogrammici (macchine telecifranti).

Il requisito più importante è costituito naturalmente, dalla ermeticità. Essa, essendo presupposta la commerciabilità delle macchine o comunque la conoscenza della loro costituzione, deve essere garantita esclusivamente dall'enorme numero di combinazioni di chiavi che le macchine stesse offrono e che praticamente corrisponde a poter disporre di innumerevoli vermi crittografici differenti.

Oltre a questo requisito fondamentale si richiedono, in misura più o meno completa, i seguenti:

— massima sicurezza di funzionamento, robustezza ed affidamento di continuità del servizio in condizioni ambientali operative;

— celerità e semplicità d'impiego; possibilmente con tastiera dattilografica, ove, battendo il chiaro, si ottiene il cifrato e viceversa;

— stampa contemporanea del chiaro e del cifrato, per accorgersi degli errori, e possibilità di correzione degli stessi, sia nella cifra che nella decifra;

— raggruppamento automatico del cifrato in gruppi di cinque unità.

b) *Macchine cifranti (off–line).*

Le macchine cifranti realizzano l'automatizzazione della cifra con sistemi meccanici, elettrici o elettro–meccanici. Con esse si effettuano le sole operazioni di cifra e decifra; i cifrati vengono poi trasmessi e ricevuti attraverso le normali vie.

Rispetto alle telecifranti presentano il vantaggio di non richiedere il collegamento con cavo e quindi possono essere impiegate ovunque.

Le macchine a funzionamento puramente meccanico sono ormai da considerarsi superate e vengono mano a mano sostituite con quelle elettro–meccaniche o elettriche.

Quelle più in uso sono a sostituzione polialfabetica con chiavi continue di lunghezza praticamente indefinita.

Sono del tipo dattilografico–scrivente, in cui battendo il chiaro (o il cifrato), si ottiene sia il cifrato che il chiaro (o viceversa) stampati su zone o fogli o riprodotti su zona perforata.

Le più diffuse sono inoltre del tipo « a rotori », caratterizzate cioè da una serie di rotori costituenti la parte essenziale del circuito elettrico cifrante.

Ogni rotore porta sulle due facce un certo numero di contatti fissi, che sono tra di loro collegati da altrettanti fili interni disposti in modo capriccioso.

Affiancando la serie dei rotori su uno stesso asse i contatti dei vari rotori vengono a corrispondere.

A seconda che il circuito elettrico cifrante attraversi nei due sensi la serie dei rotori, o in un solo senso, tali macchine si distinguono in due categorie denominate « a circuito chiuso » e « a circuito aperto » (*vedi* fig. 1).

Nelle macchine « a circuito chiuso », naturalmente, la serie dei rotori dovrà portare all'estremità un rotore terminale, detto comunemente restitutore, che provochi l'inversione della corrente attraverso i rotori stessi.

L'attraversamento di ogni rotore da parte della corrente corrisponde ad una operazione di sostituzione semplice.

Ogni qualvolta si abbassa un tasto si chiude il suddetto circuito elettrico e si provoca contemporaneamente un movimento regolare o irregolare dei rotori, in modo da variare ad ogni battuta la corrispondenza tra lettere chiare e cifrate.

I rotori sono tra di loro intercambiabili ed ogni macchina dispone di una scorta di altri rotori, per cui permutando la loro scelta ed il loro ordine, si stabiliscono varianti radicalmente diverse nel sistema di cifratura.

L'ordine dei rotori, la loro posizione iniziale e le fasi degli scatti che determinano gli spostamenti dei rotori dall'inizio della cifratura,

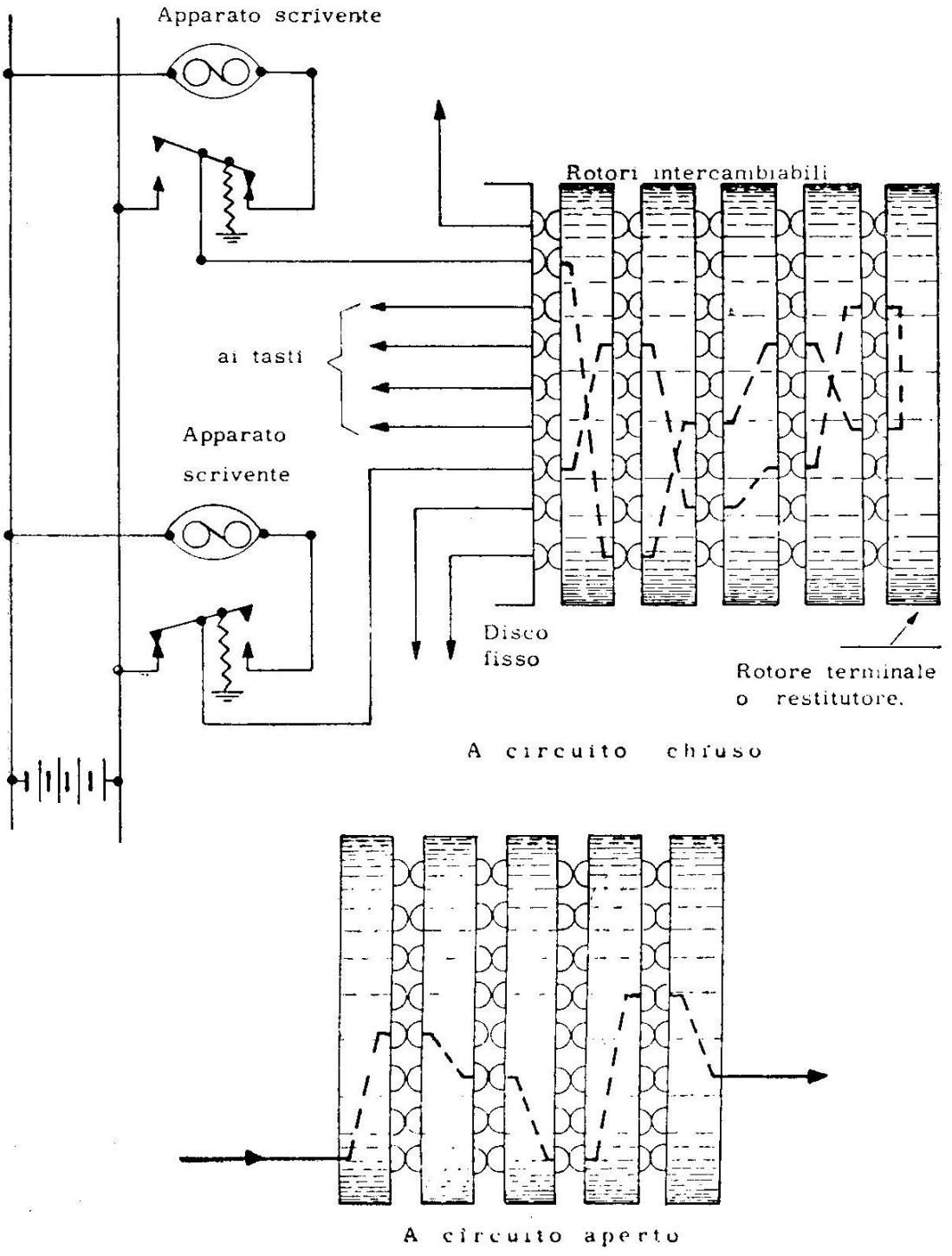


FIG. 1 - *Schema di macchine cifranti a rotori.*

costituiscono la chiave che può essere scelta in genere tra diversi milioni di combinazioni possibili.

In particolare, a scopo dimostrativo si accenna brevemente al funzionamento elettrico e meccanico di una macchina a rotori « a circuito chiuso » (*vedi* fig. 1).

La serie di rotori, montati sullo stesso asse, sia composta da quattro rotori intercambiabili e da un quinto rotore terminale o restitutore.

Il primo rotore si affaccia su un disco iniziale, avente 26 contatti collegati alla tastiera.

I 4 rotori intercambiabili portano, ciascuno, sulle due facce 26 contatti fissi; quello terminale presenta una sola faccia con 26 contatti collegati a 2 a 2 dai 13 fili interni.

Ciascun rotore porta inoltre su un anello mobile esterno, in corrispondenza dei 26 contatti, le lettere dell'alfabeto.

Tali anelli possono essere fissati in 26 posizioni diverse.

L'ordine di successione dei 4 rotori intercambiabili e la posizione degli anelli mobili, rappresentano una prima chiave da imporre inizialmente alla macchina (chiave interna).

L'allineamento delle lettere riportate sui rotori, cioè la posizione iniziale dei rotori rappresenta la seconda chiave da imporre alla macchina per ogni messaggio (chiave esterna).

Allorchè si abbassa il tasto relativo ad una determinata lettera, il circuito elettrico si chiude attraverso: il corrispondente contatto del disco fisso iniziale, la serie dei rotori, il rotore terminale, poi di nuovo in senso inverso la serie dei rotori, un altro contatto del disco fisso iniziale, il corrispondente tasto a riposo; l'apparato stampa il cifrato (o il chiaro).

L'abbassamento di un tasto provoca la rotazione di un passo del primo rotore, per cui la corrispondenza tra lettere chiare e cifrate varia ad ogni battuta.

Dopo un giro completo del primo rotore, il secondo avanza di un passo; analogamente dopo un giro completo del secondo, il terzo avanza di un passo, e così via.

I rotori meccanicamente funzionano quindi a demoltiplica come quelli di un contatore.

Ad ogni battuta alternandosi automaticamente la posizione relativa dei rotori, la risultante è sempre diversa.

Nell'esempio di macchina sopra riportato è stato considerato un movimento ordinato e progressivo dei rotori per cui la legge di cifratura si ripete allorchè essi riassumono la posizione iniziale. Naturalmente si può anche realizzare un movimento irregolare di detti rotori.

c) *Macchine crittotelegrafiche o telecifranti (on-line).*

Le macchine crittotelegrafiche o telecifranti derivano dalle telescriventi di cui presentano tutti i vantaggi. Il loro scopo principale è di consentire la *cifra in linea,* cioè l'esecuzione delle operazioni di cifra e decifra meccanicamente e simultaneamente alle operazioni di trasmissione e di ricezione telegrafica. Ciò non esclude l'impiego delle medesime apparecchiature, idonee alla cifra in linea, per operare anche la *cifra fuori linea,* cioè senza contemporanea trasmissione, con conversione locale di un messaggio chiaro in cifrato e viceversa.

In ciò che concerne la sicurezza crittografica non vi sono differenze tra una cifratura ON-LINE ed una OFF-LINE effettuata da una comune macchina cifrante, ma se si esaminano i ritardi di cifratura e, per di più, l'economia realizzata di personale specializzato, la detta cifratura ON-LINE presenta dei vantaggi considerevoli. L'impiego delle telecifranti viene limitato ai livelli più alti e richiede il collegamento su circuito.

Le macchine telecifranti lavorano generalmente su base tomogrammica cioè per sostituzione di frazioni di lettere. Il frazionamento delle lettere si ottiene generalmente utilizzando gli alfabeti a 5 impulsi (tipo Baudot), che vengono cifrati impulso per impulso per mezzo di un corrispondente verme chiave.

Ammettendo la telegrafia solo due generi di impulsi, denominati *lavoro* (« space » = pieno sulla zona perforata = non corrente in un sistema a corrente semplice) simbolicamente indicato con « 0 », e *riposo* (« marck » = foro sulla zona perforata = corrente in un sistema a corrente semplice), simbolicamente indicato con « 1 », le sole due regole di cifratura possibili sono le seguenti:

	1ª regola				*2ª regola*			
Chiaro	0	1	0	1	0	1	0	1
Chiave	0	0	1	1	0	0	1	1
Cifrato	1	0	0	1	0	1	1	0

Nella 1ª regola è l'impulso « 0 » (lavoro) che ha azione invertitrice sui segnali che cifra e decifra, mentre nella 2ª regola la stessa azione viene svolta dall'impulso « 1 » (riposo).

La cifratura per sostituzione dei singoli impulsi comporta la cifratura letterale per sostituzione dei caratteri delle telescriventi.

Ad esempio: cifrando la lettera A = 1 1 0 0 0
con la chiave B = 1 0 0 1 1
con la 1ª regola di cifratura
si ottiene . . . . . S = 1 0 1 0 0

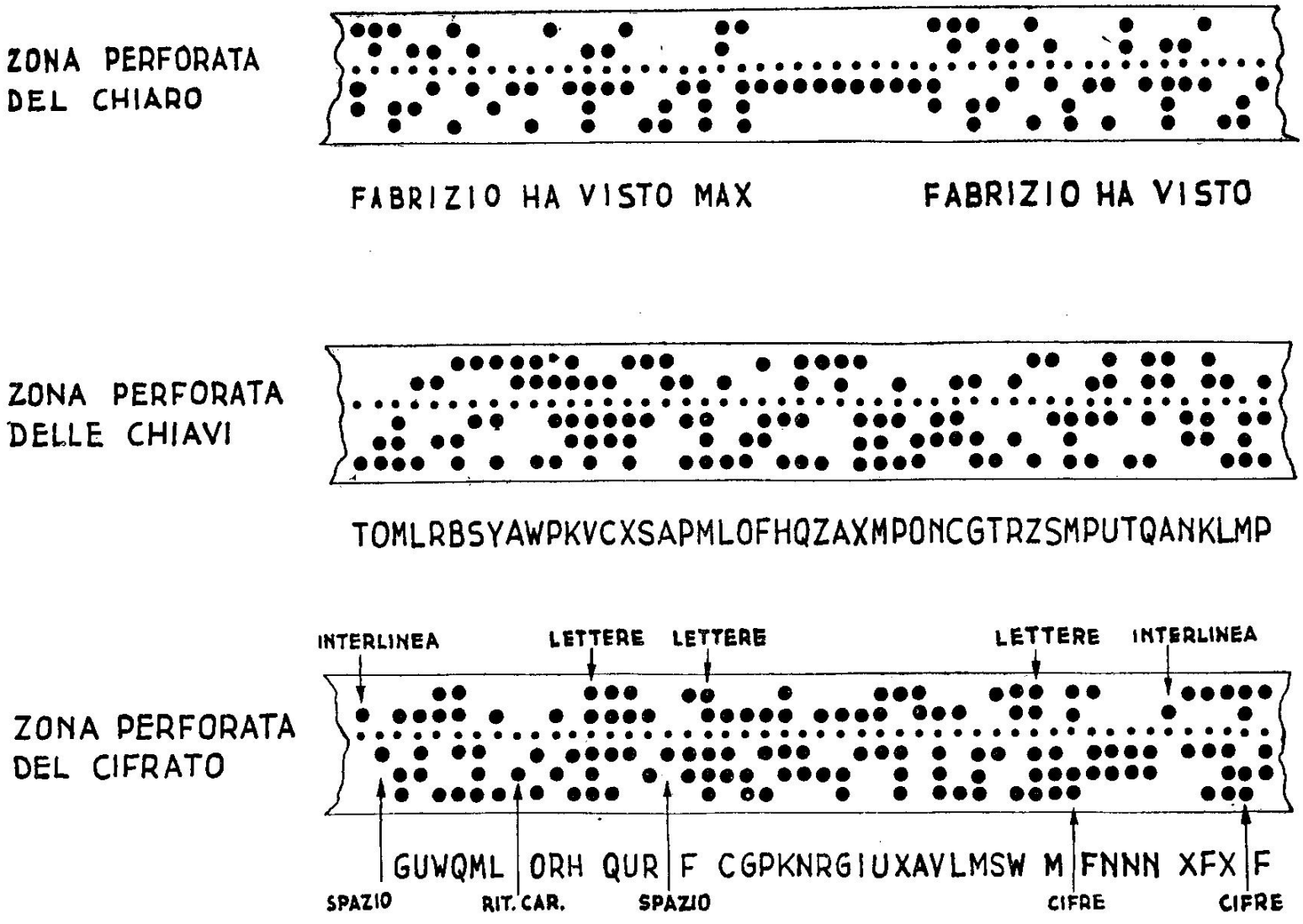


FIG. 2 - *Cifratura con dispositivi a 2 zone perforate (tipo Vernam).*

Attualmente vengono utilizzate macchine telecifranti in cui il verme chiave viene prodotto da un generatore meccanico incorporato nell'apparecchiatura stessa o fornito da una zona perforata aleatoria approntata separatamente.

La tendenza odierna è verso quest'ultimo tipo di macchina di cui si accenna brevemente alle caratteristiche generali:

Dispositivo telecifrante a doppia zona perforata (tipo Vernam).

Questo dispositivo è caratterizzato da un organo mescolatore e dalla presenza di due zone perforate: una contenente il messaggio in chiaro e l'altra, preparata a parte ed identica per le stazioni corrispondenti, le cui perforazioni fungono da chiavi (zona perforata cifrante). Il mescolatore è simile ad un trasmettitore automatico telescrivente, ma con doppia serie di aghi tastatori. La prima serie di aghi tastatori « legge » la zona perforata del chiaro, mentre la seconda serie di aghi « legge » la zona perforata cifrante.

Il dispositivo è regolato meccanicamente in modo che l'azione combinata degli aghi determini la generazione elettrica di un nuovo impulso di corrente. Questo impulso sarà inviato in linea se in trasmissione, o nella parte ricevente di una normale telescrivente, se in ricezione, secondo la 1ª o 2ª regola della cifratura impulso per impulso. Il funzionamento pratico di tale dispositivo è illustrato alla figura 2.

Caratteristiche essenziali di questo dispositivo sono:

— indipendenza tra le operazioni telegrafiche e quelle di generazione delle chiavi;

— possibilità di eseguire facilmente anche la cifra fuori linea producendo un cifrato in forma di zona perforata, da trasmettersi susseguentemente per mezzo di trasmettitore automatico normale;

— abbinamento della cifra in linea alla trasmissione automatica, che minimizza le possibilità di sfasamento (tra la stazione trasmittente e quella ricevente) della zona perforata cifrante per effetto di disturbi in linea.

La telecifranti a doppia zona perforata costituiscono, una volta prese le debite misure nei riguardi della produzione e distribuzione delle zone perforate cifranti (le quali devono essere impiegate una sola volta). un sistema di cifratura assolutamente ermetico e sono quelle più diffuse.

Nelle macchine telecifranti più moderne il mescolamento della zona perforata chiara con quella cifrante avviene per mezzo di dispositivi elettronici perfezionatissimi.

Esistono anche apparati funzionanti su analogo principio ma radiotelecifranti. Essi sono ancora in via di perfezionamento.

APPENDICE

FORMULARIO E TABELLE

Classificazione delle gamme di frequenza radio.

Lunghezza d'onda	Frequenza	Denominazione generale	Classificazione di Atlantic City	Suddivisione metrica onde
> 10 km	< 30 kHz	Onde ultra lunghe	VLF	Miriametriche
10 a 1 km	30 a 300 kHz	Onde lunghe	LF	Chilometriche
1000 a 100 m	300 a 3000 kHz	Onde medie	MF	Ettometriche
100 a 10 m	3 a 30 MHz	Onde corte	HF.	Decametriche
10 a 1 m	30 a 300 MHz	Onde ultracorte	VHF	Metriche
1 a 0,1 m	300 a 3000 MHz	Microonde	UHF	Decimetriche
10 a 1 cm	3000 a 30000 MHz		SHF	Centimetriche
10 a 1 mm	30000 a 300000 MHz		EHF	Millimetriche

Relazione fra lunghezza d'onda (λ) (in metri) e frequenza (f):

$$\lambda = \frac{300.000.000}{f\ (\text{Hz})} = \frac{300.000}{f\ (\text{kHz})} = \frac{300}{f\ (\text{MHz})}$$

Designazione dei vari tipi di emissioni radio

(Atlantic City, 1947)

La designazione di una emissione radio è fatta a mezzo di una *sigla* composta da lettere e da cifre secondo una classificazione che riguarda il tipo di modulazione, il tipo di trasmissione dell'informazione ed altre caratteristiche supplementari.

1) *Lettera maiuscola* – riguarda il tipo di modulazione:

A = modulazione di ampiezza
F = modulazione di frequenza
P = modulazione ad impulsi

2) *Cifra* – riguarda il tipo di trasmissione:

0 = assenza di modulazione intesa come trasporto dell'informazione
1 = telegrafia senza l'impiego di una frequenza audio modulante
2 = telegrafia con manipolazione di audio frequenza modulante o con manipolazione di una emissione modulata
3 = telefonia
4 = fax simile
5 = televisione
6 = altri casi

3) *Lettera minuscola* – riguarda caratteristiche supplementari: nessuna = doppia banda laterale e portante completa

a = banda laterale unica, portante ridotta
b = due bande laterali indipendenti, portante ridotta
c = altre emissioni a portante ridotta
d = impulsi modulati in ampiezza
e = impulsi modulati in larghezza
f = impulsi modulati in fase (o posizione).

Esempi:

Telefonia a M.A. a doppia banda laterale = A 3
Telefonia a modulazione di frequenza = F 3
Telegrafia a spostamento di frequenza = F 1

La sigla può essere completata con un prefisso indicante la *larghezza di banda di trasmissione* in kc/s.

Per la larghezza di banda ≤ 10 kc/s saranno indicati anche i decimi e i centesimi di kc/s.

Esempio:

Telefonia a M.A. a doppia banda laterale, con frequenza modulante massima di 3000 c/s = 6 A 3.

Nota – Nel linguaggio corrente le sigle sopra indicate sono talora sostituite con altre, costituite dalle iniziali dei termini inglesi che indicano il tipo di emissione. Ad esempio:

CW = continuous wave = telegrafia ad onda persistente = A 1
MCW = modulated continuous wave = telegrafia ad onda modulata = A 2.

Determinazione approssimata della larghezza di banda di alcuni tipi di emissioni radio.

Le seguenti formule possono essere impiegate per determinare con una certa approssimazione la larghezza di banda necessaria per una emissione radio.

TABELLA A — *EMISSIONI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA*

Tipo di emissione	(Δ) Larghezza di banda necessaria (in c/s)	Esempi		
		Caratteristiche	Δ in c/s	Designazione
Telegrafia ad onda persistente A 1	$\Delta = BK$ B = velocità telegrafica in baud K = 5 per trasmissioni affette da fading = 3 per trasmissioni esenti da fading	Telegrafia Morse a 25 parole al minuto B = 20 baud K = 5	100	0,1A1
		Multiplex a 4 canali, codice telegrafico a 7 unità; 60 parole al minuto per canale B = 170 baud K = 5	850	0,85A1
Telegrafia ad onda modulata A 2	$\Delta = BK + 2M$ B e K come per A 1 M = frequenza modulante in c/s	Telegrafia Morse a 25 parole al minuto. Modulante di 1000 c/s B = 20 baud K = 5	2.100	2,1A2
Telefonia commerciale A 3	*Δ banda laterale unica:* $\Delta = M$ M = massima frequenza di modulazione in c/s	Telefonia a banda laterale unica ordinaria M = 3000 c/s	3.000	3A3a
	Δ doppia banda laterale: $\Delta = 2M$	Telefonia a banda laterale unica di alta qualità M = 4000 c/s	4.000	4A3a
Radiodiffusione A 3	$\Delta = 2M$ M = massima frequenza di modulazione in c/s	M può variare da 4000 c/s a 10.000 c/s in relazione alla qualità della trasmissione	8.000 ÷ 10.000	8A3 20A3

TABELLA B - *EMISSIONI A MODULAZIONE DI FREQUENZA*

Tipo di emissione	(Δ) Larghezza di banda necessaria (in c/s)	Esempi		
		Caratteristiche	Δ in c/s	Designazione
Telegrafia a spostamento di frequenza (frequency-shift) F 1	$\Delta = BK + 2D$ B e K come per A 1 D = deviazione di frequenza in c/s	Multiplex a 4 canali con codice telegrafico a 7 unità; 60 parole al minuto per canale B = 170 baud K = 5 D = 425 c/s	1.700	1,7 F1
Telefonia commerciale e radiodiffusione F 3	$\Delta = 2KD + 2M$ D = deviazione di frequenza in c/s M = massima frequenza modulante in c/s K = 1 per la telefonia commerciale. Per una trasmissione di alta qualità K può assumere valori maggiori	Per un caso medio di telefonia commerciale con D = 15 kc/s M = 3000 c/s	36.000	36 F3

Misura della attenuazione (neper-decibel).

Possiamo pensare di realizzare un quadripolo nel quale il rapporto fra il modulo della corrente d'ingresso e quello della corente in uscita è uguale ad e (base dei logaritmi neperiani = 2,718):

$$\left|\frac{I_i}{I_u}\right| = 2,718;$$

si dice che tale quadripolo presenta l'attenuazione di 1 neper.

Se un sistema qualunque presenta invece l'attenuazione pari ad e^n, si dice che tale sistema ha l'attenuazione di n neper.

Possiamo, analogamente, concepire di costruire un quadripolo tale che in esso il rapporto fra la potenza d'ingresso P_i e quella di uscita P_u sia uguale a (supponiamo resistiva la impedenza caratteristica):

$$\frac{P_i}{P_u} = \left|\frac{E_i\, I_i}{E_u\, I_u}\right| = 10^{0,1};$$

si dice che tale quadripolo presenta l'attenuazione di 1 decibel.

Se un quadripolo è tale che in esso il rapporto fra P_1' e P_u' soddisfi la relazione:

$$\frac{P_1'}{P_u'} = 10^{0,1\ m},$$

si dice che esso presenta l'attenuazione di m decibel.

La precedente può anche scriversi sotto la forma:

$$0,1\ m = \log_{10}\frac{P_1'}{P_u'}$$

$$m = 10 \log_{10}\frac{P_1'}{P_u'} = 20 \log_{10}\frac{I_1}{I_2} = 20 \log_{10}\frac{E_1}{E_2}$$

Il 3° e 4° membro sono valevoli solo se le potenze all'ingresso ed all'uscita vengono misurare su resistenze uguali.

Fra il neper ed il decibel si hanno le seguenti relazioni:

1 db = 0,115 neper

1 neper = 8,686 db.

Rapporti di tensioni	Rapporti di potenze	db	N	Rapporti di tensioni	Rapporti di potenze
		— ←·····→ +			
0,368	0,136	8,69	1	2,718	7,387
$3,162.10^{-1}$	10^{-1}	10	1,151	3,162	10
0,135	$1,832.10^{-2}$	17,38	2	7,387	54,576
10^{-1}	10^{-2}	20	2,303	10	10^{2}
$4,980.10^{-2}$	$2,480.10^{-2}$	26,07	3	20,08	403,18
$3,162.10^{-2}$	10^{-2}	30	3,454	$3,162.10$	10^{3}
$1,832.10^{-2}$	$3,357.10^{-4}$	34,76	4	54,576	$2,978.10^{3}$
10^{-2}	10^{-4}	40	4,605	10^{3}	10^{4}
$6,741.10^{-3}$	$4,545.10^{-5}$	43,45	5	$1,473.10^{2}$	$2,200.10^{4}$
$3,162.10^{-3}$	10^{-5}	50	5,756	$3,162.10^{3}$	10^{5}
$2,480.10^{-3}$	$6,152.10^{-6}$	52,14	6	$4,032.10^{3}$	$1,626.10^{5}$
10^{-3}	10^{-6}	60	6,908	10^{3}	10^{6}
$9,125.10^{-4}$	$8,327.10^{-7}$	60,83	7	$1,096.10^{3}$	$1,201.10^{6}$
$3,357.10^{-4}$	$1,127.10^{-7}$	69,52	8	$2,978.10^{3}$	$8,872.10^{6}$
$3,162.10^{-4}$	10^{-7}	70	8,059	$3,162.10^{3}$	10^{7}
$1,235.10^{-4}$	$1,526.10^{-8}$	78,21	9	$8,096.10^{3}$	$6,554.10^{7}$
10^{-4}	10^{-8}	80	9,210	10^{4}	10^{8}
$4,545.10^{-5}$	$2,065.10^{-9}$	86,90	10	$2,200.10^{4}$	$4,842.10^{8}$
$3,162.10^{-5}$	10^{-9}	90	10,361	$3,162.10^{4}$	10^{9}
$1,672.10^{-5}$	$2,796.10^{-10}$	95,59	11	$5,981.10^{4}$	$3,577.10^{9}$
10^{-5}	10^{-10}	100	11,513	10^{5}	10^{10}
$6,152.10^{-6}$	$3,784.10^{-11}$	104,28	12	$1,626.10^{5}$	$2,642.10^{10}$

Misure inglesi e americane di uso più corrente.

Denominazione	Simbolo	Denominazione italiana	Fattore di conversione al sistema metrico decimale	Equivalenza
MISURE DI LUNGHEZZA:				
inch	in — ″	pollice	= 2,54 m	
foot	ft — ′	piede	= 0,3048 m	1 ft = 12 in
yard	yd	yard	= 0,9144 m	1 y = 3 ft
statute mile	mi	miglio terrestre	= 1,6093 km	1 mi = 5280 ft
nautical mile	naut mit	miglio marino	= 1,8532 km	1 naut mi = 6080 ft
MISURE DI AREE:				
squadre inch	sq in	pollice quadrato	= 6.4516 cm^2	
squadre foot	sq ft	piede quadrato	= 0,092903 m^2	1 sq ft = 144 sq in
squadre yard	sq yd	yard quadrata	= 0,83613 m^2	1 sq yd = 9 sq ft
square mile	sq mi	miglio quadrato	= 2,59 km^2	1 sq mi = 640 a
acre	a	acro	= 0,4047 ha	1 a = 4840 sq yd
MISURE DI VOLUME:				
cubic inch	c in	pollice cubo	= 16,387 cm^3	
cubic foot	c ft	piede cubo	= 0,028317 m^3	1 c ft = 1728 c in
cubic yard	c yd	yard cubica	= 0,7646 m^3	1 c yd = 27 c ft
MISURE DI CAPACITÀ:				
Gallon (liq U.S.)	U.S. gall	gallone americano	= 3,7854 l	1 U.S. gall = 0,83267 imperial gall = 231 c in
Gallon (liq Br. Imp.)	Imperial gall	gallone inglese	= 4,54596 l	1 imperial gall = 1,201 U.S. gall
quart (U.S. gallon)	qt	quarto di gallone americano	= 0,94635 l	
quart (imperial gallon)	qt	quarto di gallone inglese	= 1,13649 l	
MISURE DI PESO:				
pound (1)	lb	libbra	= 0,4535924 kg	1 lb = 16 oz
ounce	oz	oncia	= 28,34953 g	1 oz = 1/16 lb
short ton	U.S. ton	tonnellata americana o corta	= 0,9071849 t	1 U.S. ton = 2000 lb
long ton	Engl ton	tonnellata inglese o corta	= 1,016047 t	1 Engl ton = 2240 lb

(1) = pound avdp = libbra avoirdupoides, peso di commercio, non usato per preziosi.

LEGGE DI OHM:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{P}{V} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

I = corrente in ampere;
V = differenza di potenziale in volt;
R = resistenza in ohm;
P = potenza in watt.

Resistenza $R = \dfrac{V}{I} = \dfrac{l}{\gamma A} = \dfrac{\varrho l}{A}$ $\left\{\begin{array}{l} l = \text{lunghezza} \\ A = \text{sezione} \\ \varrho = \text{resistività} \\ \gamma = \text{conducibilità} \end{array}\right.$

Per calcoli di massima si possono ritenere i seguenti valori per le resistenze in ohm con l in metri ed A in mm² (a 35 °C):

$$R = \frac{1}{55}\,\frac{l}{A} \quad \text{per fili di rame}$$

$$R = \frac{1}{35}\,\frac{l}{A} \quad \text{per fili di alluminio}$$

$$R = \frac{1}{9}\,\frac{l}{A} \quad \text{per fili di ferro}$$

Nella tabella sono indicati i valori della resistività di metalli, leghe e materiali diversi.

Nella stessa tabella sono riportati anche i valori dei *coefficienti di temperatura*, in base ai quali si può determinare la resistività del metallo o lega ad una temperatura T' maggiore di quella relativa ai valori tabulari (20 °C) mediante la:

$$\varrho' = \varrho\,[1 + \alpha\,(T' - 20\ ^\circ\text{C})]$$

LEGGE DI JOULE:

$$Q = 0{,}239\ I^2\ R.\ \cdot \text{ tempo}$$

Q in chilocalorie — I in ampere
R in ohm — t in secondi

CORRENTE DETERMINANTE LA FUSIONE DI FILI CONDUTTORI:

A titolo di orientamento, per lunghi fili tesi in aria tranquilla, si può ritenere:

$$I \simeq k\ \sqrt[2]{d^3} \simeq 1{,}2\ k\ \sqrt[4]{A^3}$$

Esprimendo I in ampere, diametro d in mm, sezione A in mm²

k = 80 per il rame — 25 per il ferro
60 per l'alluminio — 11 per il piombo

Resistività e coefficiente di temperatura di metalli, di leghe e di materiali diversi a circa 20 °C.

Materiali	Resistività ϱ in $\mu\Omega$m (opp. in Ωm²/m) (1)	Coefficiente di temperatura $\alpha = 10^{-3}\,x$	Materiali	Resistività ϱ in $\mu\Omega$m (opp. in Ωm²/m) (1)	Coefficiente di temperatura $\alpha = 10^{-3}\,x$
Acciaio	0,10 ÷ 0,25	4,5 ÷ 5	Mercurio	0,958	0,89
Acciaio (rotaie)	0,17 ÷ 0,23	4,5 ÷ 5	Molibdeno	0,057	3,3
Alluminio (99,3 ÷ 99,6 %) crudo	0,0282 ÷ 0,0287	4,0	Monei metal (68 Ni + 28 Cu + 2,5 Fe + 1,5 Mn)	0,42	2,0
Alluminio (99,3 ÷ 99,6 %) ricotto	0,0276 ÷ 0,0282	4,0	Nichel puro	0,0724	6,0
Alluminio (99,3 ÷ 99,6 %) fuso	≷ 0,033	—	Nichel commerciale	0,078 ÷ 0,11	4 ÷ 6
Aldrey (99 Al + 0,6 Si + 0,4 Mg)	0,031 ÷ 0,033	3,6	Nichelina [(55 ÷ 68) Cu + (18 ÷ 32) Ni]	0,33 ÷ 0,44	0,2 ÷ 0,3
Anticorodal (tubi e sbarre)	0,037	3,6	Nichel cromo [(80 ÷ 85) Ni + (15 ÷ 20) Cr]	0,9 ÷ 1,04	0,11 ÷ 0,19
Antimonio	0,042	3,6	Nichel cromo [(60 ÷ 66) Ni + (11 ÷ 22) Cr + (10 ÷ 26) Fe + 2 Mn]	1,09 ÷ 1,1	0,1 ÷ 0,2
Argentana (circa: 60 Cu + 25 Zn + 15 Ni)	0,35 ÷ 0,41	0,07	Oro	0,023 ÷ 0,024	3,4 ÷ 3,8
Argento (99,98 %)	0,0164	3,8	Ottone	0,06 ÷ 0,06	1 ÷ 2
Bismuto	1,2	4,0	Piombo	0,21 ÷ 0,22	3,9 ÷ 4,0
Bronzo fosforoso	0,05 ÷ 0,1	3,9	Platino	≷ 0,10	3,6
Carbone amorfo (coke di petrolio)	38 ÷ 40	—	Rame elettrolitico crudo	0,0176 ÷ 0,0179	3,9
Carbone per archi	50 ÷ 90	—	Rame elettrolitico ricotto	0,0173 ÷ 0,0176	3,9
Carbone per spazzole	20 ÷ 100	—	Silicio	0,58	—
Costantana [(55 ÷ 60) Cu + (45 ÷ 40 Ni)]	0,49 ÷ 0,51	≷ 0,0	Stagno	0,11 ÷ 0,12	4,2 ÷ 4,4
Ferro puro (99,983 %)	0,0978	6,0	Tantalio	0,15	3,1
Ferro (99 ÷ 99,9 %)	0,10 ÷ 0,15	4,5	Terreno (a seconda della imbizione, e natura geologica)	$10^{7} \div 10^{9}$	—
Ferro al silicio (lamiere, 1 ÷ 5 % Si)	0,27 ÷ 0,67	—	Tungsteno	0,055	4,5
Ferro-nichel (25 ÷ 30 %)	0,85 ÷ 0,92	0,4 ÷ 1	Zinco	0,060	3,7
Ghisa	0,6 ÷ 1,6	—			
Grafite	4 ÷ 20	—			
Manganina [(70 ÷ 85) Cu + (15 ÷ 25) Mn + (2 ÷ 5) Ni]	0,42 ÷ 0,45	≷ 0,01			

(1) I valori di ϱ della tabella ($\mu\Omega$m) moltiplicati

per	10^{3}	10^{2}	1	10^{-3}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-10}	10^{-12}
danno ϱ in	Ωmm²/km	$\mu\Omega$cm	Ωmm²/m	Ωmm²/cm	Ωcm	Ωm	MΩcm	MΩm

Definizioni relative alla corrente alternata.

— Si chiama GRANDEZZA PERIODICA con periodo T (in sec), una grandezza F, funzione continua del tempo, $F = f(t)$, che si riproduce inalterata per eguali e successivi periodi, cioè tale che per n numero intero qualunque, si ha:

$$f(t) = f(t + n\,T) \quad (*)$$

Si dice che nel periodo T la grandezza ha compiuto un ciclo.

— GRANDEZZA ALTERNATIVA, una grandezza F funzione continua del tempo, che, in intervalli di tempo successivi, assume alternativamente valori positivi (*alternanza positiva*) e negativi (*alternanza negativa*) passando per lo zero (*nodo*) da ogni alternanza alla successiva.

— GRANDEZZA PULSANTE, una grandezza avente sempre lo stesso segno, la quale può assumere, in un certo istante o per un certo tempo, valore nullo.

— FREQUENZA $f = 1/T$ (in sec^{-1}), il numero dei periodi o cicli al secondo, si esprime in cicli/secondo (c/sec) e hertz (Hz).

— GRANDEZZA SINUSOIDALE, una grandezza periodica alternativa espressa dalla equazione cartesiana ampiezze-tempi:

$$a = A_m \operatorname{sen}(\omega\,t + \alpha)$$

in cui a è il valore della grandezza nell'istante t; A_m l'ampiezza o valore massimo assoluto della grandezza; $w = 2\,\pi\,f$ la pulsazione, f la frequenza ed α il valore angolare della fase.

Le grandezze sinusoidali sono quelle che interessano maggiormente potendosi, con sufficiente approssimazione, ritenere tali le grandezze alternate considerate in elettrotecnica (correnti, tensioni, flussi, ecc.). Di esse definiamo:

Valore medio (A_{med}), la media aritmetica dei valori istantanei assunti dalla grandezza durante una alternanza (durata $\frac{1}{2}\,T$):

$$A_{med} = \frac{\int_0^{T/2} a\,dt}{\frac{1}{2}\,T} = \frac{2}{\pi}\,A_m \cong 0{,}637\,A_m$$

(*) Una grandezza variabile che non soddisfa a queste condizioni dicesi *aperiodica*.

Il valore medio della grandezza alternata *corrente elettrica* rappresenta l'intensità della corrente continua che si otterrebbe da una perfetta rettificazione della corrente alternata ed è approssimativamente proporzionale alle letture che si ottengono da uno strumento di misura del tipo a raddrizzatore.

Valore efficace (A_{eff}), la radice quadrata della media dei quadrati dei valori istantanei assunti dalla grandezza durante un periodo (ciclo):

$$A_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T a^2\,dt} = \frac{1}{\sqrt{2}}\,A_m \cong 0{,}707\,A_m$$

Il valore efficace della grandezza alternata *corrente elettrica* è uguale alla intensità della *corrente continua* che, percorrendo il medesimo circuito percorso dalla corrente alternata, dà luogo allo stesso effetto termico.

Il valore efficace di una corrente elettrica è proporzionale alle letture che si ottengono da uno strumento di misura del tipo termico (termocoppia).

Nel caso che sia:

$$a = A_0 + A_{1m} \operatorname{sen}\omega_1\,t + A_{2m} \operatorname{sen}\omega_2\,t + \ldots\ldots\ldots$$

il valore efficace è dato da:

$$A_{eff} = \sqrt{A_0^2 + \frac{1}{2}\,(A_{1m}^2 + A_{2m} + \ldots\ldots\ldots)}$$

Fattore di forma, il rapporto tra il valore efficace ed il valore medio.

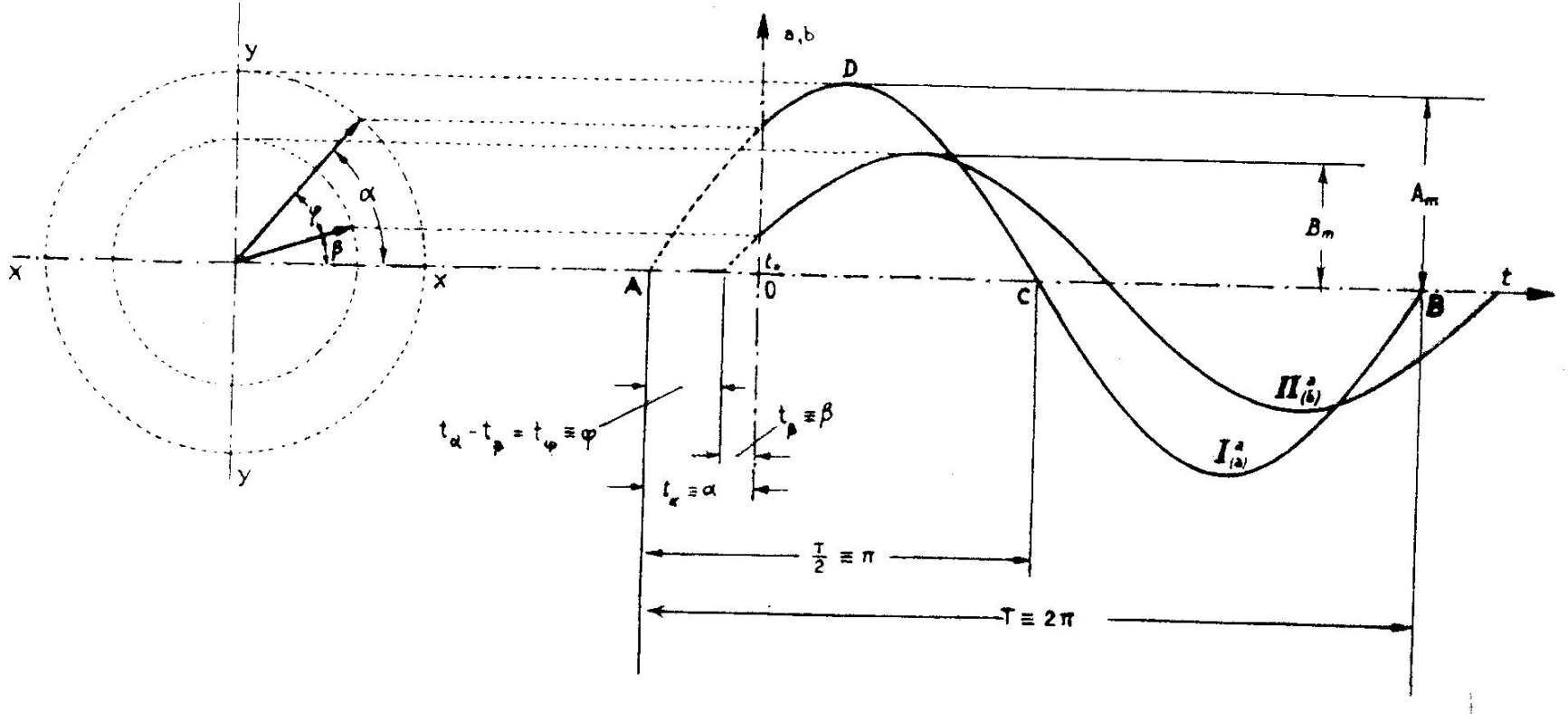
Per le grandezze sinusoidali si ha: $\frac{A_{eff}}{A_{med}} \cong 1{,}11$. Esso caratterizza la forma della grandezza considerata e serve di confronto per quelle grandezze che si discostano più o meno dalla forma sinusoidale pura.

— GRANDEZZA PERIODICA COMPLESSA, una grandezza periodica qualunque che, per il *teorema di Fourier*, si può trasformare in una somma (serie) di termini del tipo:

$$A_n \operatorname{sen}(n_{wt} + \alpha_n) \qquad (n = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots\ldots);$$

ciascuno dei quali rappresenta una grandezza alternativa sinusoi-

dale di periodo $T_n = \frac{T}{n} = \frac{2\pi}{n\omega}$. Il termine corrispondente ad $n = 0$ è una grandezza costante (che può pensarsi come una grandezza periodica con periodo infinito cioè di frequenza nulla). Gli altri termini hanno frequenze multiple di f e rappresentano le cosiddette *componenti armoniche* della grandezza data; precisamente, il termine corrispondente ad $n = 1$ si chiama componente fondamentale, quelli corrispondenti ad $n = 2, 3, 4, \ldots$ si denominano seconda, terza, quarta. . . . armonica.



Rappresentazione grafica di una grandezza sinusoidale.

a) *Diagramma cartesiano.*

Sulle ascisse sono riportati i tempi t e sulle ordinate i corrispondenti valori istantanei della grandezza da rappresentare.

Per la grandezza sinusoidale $a = A_m \text{ sen } (\omega t + \alpha)$ risulta graficamente la sinusoide 1ª di figura 1 in cui:

0 è l'origine dei tempi, del tutto arbitraria;

AB è il periodo T;

AC è il semiperiodo $T/2$;

ADC è un'alternanza o semionda, cioè l'insieme di tutti i valori assunti dalla grandezza in un semiperiodo;

A è l'origine di un'alternanza (nodo);

$t_\alpha = \dfrac{\alpha}{\omega} = \dfrac{\alpha T}{2\pi}$ è il tempo decorso fra l'origine dell'alternanza che immediatamente precede l'origine dei tempi e l'origine dei tempi; la quantità $\dfrac{t_\alpha}{T} = \dfrac{\alpha}{2\pi}$ è la *fase* della grandezza, cioè la frazione di periodo trascorsa all'istante in cui si comincia a contare il tempo; l'angolo α è il *valore angolare della fase* stessa. Talvolta, per brevità, si chiama impropriamente fase lo stesso angolo α.

La considerazione della fase ha importanza quando si trattano contemporaneamente più grandezze di eguale frequenza (per una sola grandezza basta scegliere opportunamente l'origine dei tempi per ridurre ad esempio a zero il valore della fase). Così in figura 1 si nota che nell'istante in cui la grandezza a, sinusoide 1ª, comincia il periodo dal punto A, la grandezza $b = B_m \text{ sen } (\omega t + \beta)$, sinusoide 2ª, deve ancora incominciarlo, ossia è in ritardo rispetto alla grandezza a.

L'angolo $\varphi = \alpha - \beta$ dà la misura angolare della differenza di fase fra le due grandezze e si dice *angolo di sfasamento* fra le grandezze a e b.

b) *Diagramma polare (o vettoriale).*

La grandezza si rappresenta con un vettore, il cui modulo ne rappresenta l'ampiezza (talora, il suo valore efficace), è che *ruota* con velocità uniforme in senso positivo (antiorario) intorno al punto di applicazione (polo del diagramma).

Tracciato per il polo l'asse delle ascisse XX, l'angolo che il vettore fa con detto asse all'origine dei tempi è il valore angolare della fase della grandezza; la proiezione del vettore al tempo t sull'asse delle ordinate YY (normale ad XX), è il valore istantaneo della grandezza in quell'istante.

Il numero dei giri al secondo compiuti dal vettore è la frequenza della grandezza rappresentata; il tempo impiegato a compiere un giro ne è il periodo. La velocità angolare di rotazione del vettore è la pulsazione della grandezza.

Le grandezze sinusoidali $a = A_m \text{ sen } (\omega t + \alpha)$ e $b = B_m \text{ (sen } \omega t + \beta)$ si rappresentano quindi con i vettori A_m e B_m, rotanti solidalmente nel senso della freccia con velocità angolare $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$. I tempi $t_\alpha = \dfrac{\alpha}{\omega}$ e $t_\beta \dfrac{\beta}{\omega}$, impiegati dai vettori a descrivere gli angoli α e β, riferiti al periodo T, cioè $\dfrac{t_\alpha}{T} = \dfrac{\alpha}{2\pi}$ e $\dfrac{t_\beta}{T} = \dfrac{\beta}{2\pi}$, sono le fasi delle grandezze a e b. L'angolo $\varphi = \alpha - \beta$, corrispondente al tempo $t_\varphi = t_\alpha - t_\beta = \dfrac{\varphi}{\omega} = \dfrac{\varphi T}{2\pi}$, è l'angolo di sfasamento fra le due grandezze.

Il tempo $\dfrac{t_\varphi}{T} = \dfrac{\varphi}{2\pi}$, ne è la differenza di fase o sfasamento.

Nella figura 1 la grandezza b (a) ritarda (anticipa) dell'angolo e rispetto alla grandezza a (b).

Indipendentemente dal sistema grafico di rappresentazione, si dice che due grandezze alternate sono *in fase, in quadratura di fase, in opposizione di fase* quando la differenza fra le loro fasi è rispettivamente nulla, $T/4$, $T/2$ e quindi gli angoli di sfasamento sono rispettivamente zero, $\pi/2$, π.

Grandezze che si incontrano nei circuiti a corrente alternata.

CIRCUITO A RESISTENZA PURA R.

- *Conduttanza* $G = \dfrac{1}{R}$

Pertanto la legge di Ohm si può scrivere:

$V = RI$ e anche $I = GV$

CIRCUITO CHE PRESENTA PURA INDUTTANZA L.

- *Reattanza induttiva* $X_L = \omega L$;
- *Suscettanza induttiva* $B_L = \dfrac{1}{X_L} = \dfrac{1}{\omega L}$

Numericamente $V = X_L I = \omega L I$

CIRCUITO PRESENTANTE PURA CAPACITÀ C.

- *Reattanza di capacità* $X_c = \dfrac{1}{\omega C}$
- *Suscettanza di capacità* $B_c = \dfrac{1}{X_c} = \omega C$.

CIRCUITO COSTITUITO DA $R\,L\,C$ IN SERIE.

- *Impedenza* $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$

in cui $X = X_L - X_c$ quindi $Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)^2}$

- *Sfasamento* della tensione rispetto alla corrente che circola nel circuito:

$$\varphi = \text{arctg}\,\frac{X}{R}$$

se $X > 0$ (impedenza prevalentemente induttiva) l'angolo φ risulta positivo, ossia v'è ritardo della I rispetto a V, legate dalla relazione numerica:

$$V = Z\,I = I\,\sqrt{R^2 + X^2}$$

- *Condizione di risonanza* quando si ha: $\omega L = \dfrac{1}{\omega C}$; il valore dell'impedenza si riduce a quello della sola R.

Nel diagramma circolare, $Z\,R\,X$ possono assimilarsi rispettivamente alla ipotenusa e ai cateti di un triangolo rettangolo; in questo caso φ è l'angolo compreso tra Z ed R. Quindi:

- *Fattore di potenza* $= \cos\varphi = \dfrac{R}{Z}$

- *Ammettenza* dello stesso *circuito serie* si definisce:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \sqrt{G^2 + B^2}$$

in cui:

$$G = \text{conduttanza} = \frac{R}{R^2 + X^2} = \frac{R}{Z^2}$$

$$B = \text{suscettanza} = \frac{X}{R^2 + X^2} = \frac{X}{Z^2}$$

CIRCUITO COSTITUITO DA $R\,L\,C$ IN PARALLELO.

- *Ammettenza* $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$

in cui,

$$G = \frac{1}{R}$$

$$B = B_c - B_L = \omega C - \frac{1}{\omega L}$$

Quindi:

$$Y = \sqrt{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}$$

Vige la relazione numerica:

$$\boxed{I = Y\,V = V\sqrt{G^2 + B^2}}$$

- *Sfasamento* della corrente rispetto alla tensione applicata al circuito:

$$\varphi = \text{arctg}\,\frac{B}{G}$$

La corrente è in ritardo se $B < 0$ cioè se l'ammettenza è prevalentemente induttiva

Il vettore I si può considerare eguale alla somma geometrica di due vettori: uno $G\,V$ in fase con la tensione, e l'altro $B\,V$ (che è la corrente reattiva) sfasato di 90° in anticipo o in ritardo a V a seconda che B sia maggiore o minore di zero.

È in detto triangolo di somma vettoriale:

- *Fattore di potenza* $= \cos\varphi = \dfrac{G}{Y}$

- *Impedenza* Z del *circuito parallelo:*

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\sqrt{G^2 + B^2}} = \sqrt{R^2 + X^2}$$

in cui:

$$R = \text{resistenza} = \frac{G}{G^2 + B^2} = \frac{G}{Y^2}$$

$$X = \text{reattanza} = \frac{B}{G^2 + B^2} = \frac{B}{Y^2}$$

POTENZA AGENTE in un circuito di impedenza $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ o di ammettenza $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$:

- *Potenza apparente* in voltampere $V\,I = Z\,I^2 = Y\,V^2$
- *Potenza reale* (o attiva) in watt $P_a = V\,I\cos\varphi = R\,I^2 = G\,V^2$
- *Potenza reattiva* in $V\,A$ reattivi $P_r = V\,I\,\text{sen}\,\varphi = X\,I^2 = B\,V^2$

CIRCUITI IN SERIE PERCORSI DA CORRENTE I.

Se $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$ $\quad Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$ ecc. sono le impedenze delle varie porzioni, la impedenza complessiva Z si ottiene con la

$$Z = \sqrt{(R_1 + \ldots . R_n)^2 + (X_1 + \ldots . X_n)^2}$$

ove le X sono le reattanze. La caduta di tensione in una impedenza singola vale $V = Z\,I$ e la caduta tra i capi estremi è la somma vettoriale delle V singole.

PER CIRCUITI IN PARALLELO ALIMENTATI DALLA TENSIONE V.

Considerate le impedenze singole e le ammettenze corrispondenti, es.:

$Y_1 = \sqrt{G_1^2 + B_1^2}$ si sommano vettorialmente le ammettenze; la ammettenza complessiva numericamente vale:

$$Y = \sqrt{(G_1 + \ldots . B_n)^2 + (B_1 + \ldots . B_n)^2}$$

La tensione V è uguale per tutte le impedenze in parallelo.

La corrente in una impedenza generica Z_x vale vettorialmente $I_x = \dfrac{V}{Z_x} = Y_x\,V$. La corrente che al complesso arriva è somma vettoriale delle singole correnti.

PREZZO DI ADDEBITO L. 2000